



**Raul Miguel
Marques Arruela**

**Transmissor de Comunicações Móveis Híbrido
Doherty-Outphasing**



Universidade de Aveiro Departamento de

2018

Eletrónica, Telecomunicações e Informática

**Raul Miguel Marques
Arruela**

Transmissor de Comunicações Móveis Híbrido Doherty-Outphasing

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro, Professor catedrático, do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a coorientação científica do Doutor Pedro Miguel da Silva Cabral, Professor auxiliar, do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Dedico este trabalho à minha mãe.

o júri

presidente

Prof. Doutor Pedro Miguel Ribeiro Lavrador
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

vogais

Prof. Doutor Manuel Cândido Duarte dos Santos
professor auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Prof. Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro
professor catedrático da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Em primeiro lugar, à minha família, agradeço todo o apoio e incentivo.

Ao meu orientador Professor Dr. José Carlos Pedro, por me ter proporcionado fazer este trabalho de Dissertação assim como pela orientação e ensinamentos transmitidos.

Ao meu coorientador Professor Dr. Pedro Cabral, ao Dr. Filipe Barradas e ao Dr. Luís Nunes, pela ajuda imprescindível.

Ao Engenheiro Hugo Mostardinha, responsável do laboratório de Radio Frequência do Instituto de Telecomunicações e ao Técnico Paulo Gonçalves pelo apoio demonstrado na fase final deste trabalho.

Aos meus colegas de curso pelo companheirismo e bom ambiente vividos.

Ao Instituto de Telecomunicações, por me ter proporcionado excelentes condições para a execução deste trabalho.

À Universidade de Aveiro, por todo este percurso académico.

palavras-chave

Amplificador de Potência, Chireix, Classe F, Doherty, Eficiência, Híbrido, Linearidade, Load Modulation, Outphasing, PAE, RF, Transmissor.

resumo

O elevado crescimento da indústria de telecomunicações móveis tem apresentado alguns desafios, nomeadamente no que diz respeito à utilização de recursos. Por um lado, pretendem-se sistemas capazes de proporcionar elevadas taxas de transmissão, contudo sacrificando o menos possível a largura de banda ocupada. Por outro, pretendem-se sistemas eficientes do ponto de vista do consumo energético.

O tipo de modulação usada atualmente nos sinais de comunicações móveis, aumentam de facto, a taxa de transmissão para a mesma largura de banda. No entanto, estas modulações têm um PAPR elevado, o que causa uma enorme perda de eficiência nos amplificadores de potência. Acresce a isso o facto de que o PA é a maior fonte de não-linearidade do sistema, tendo isso impacto tanto na ocupação espectral como na qualidade da receção do sinal. É, portanto, extremamente importante e desejável, que o amplificador de potência seja o mais linear e eficiente possível.

O amplificador Doherty, assim como o amplificador Outphasing são duas soluções que conseguem de alguma forma dar resposta a estas questões, sendo o amplificador Doherty o mais usado atualmente em estações base. No entanto, ambos têm as suas vantagens e desvantagens. Foi no sentido de juntar o melhor que cada uma das arquiteturas oferece, que começaram a surgir os híbridos Doherty-Outphasing, e que têm sido alvo de interesse e investigação nos últimos anos.

Nesta Dissertação, foi feito um estudo destes amplificadores e híbridos, assim como a implementação e caracterização de um transmissor híbrido Doherty-Outphasing, onde se comprovou que, de facto, um híbrido proporciona uma melhor eficiência. O transmissor implementado apresentou uma PAE medida superior a 50% numa gama de 8dB de PBO, PAE máxima de 70% e uma potência máxima de saída de 25W.

keywords

Power Amplifier, Chireix, Class F, Doherty, Efficiency, Hybrid, Linearity, Load Modulation, Outphasing, PAE, RF, Transmitter.

Abstract

The high growth of the mobile telecommunications industry has presented some challenges, particularly regarding the use of resources. On the one hand, it is intended systems capable of providing high transmission rates yet sacrificing as little as possible the occupied bandwidth. On the other hand, energy-efficient systems are requirable.

The type of modulation currently used in mobile communication signals actually increases the transmission rate to the same bandwidth. However, they have a high PAPR, which causes a huge loss of efficiency in power amplifiers. In addition, the PA is the largest source of nonlinearity in the system, affecting both spectral occupancy and signal reception quality. It is therefore extremely important and desirable that the power amplifier be as linear and efficient as possible.

The Doherty amplifier as well as the Outphasing amplifier are two solutions that somehow manage to answer these questions, being the Doherty amplifier the most commonly used in base stations. However, both have their advantages and disadvantages. It was with the goal of bringing together the best that each of the architectures offers, that led to the emergence of the Doherty-Outphasing hybrids, and which have been the subject of interest and research in recent years.

In this dissertation, a study of these amplifiers and hybrids was done, as well as the implementation and characterization of a hybrid transmitter Doherty-Outphasing, where it was proven that in fact, a hybrid provides a better efficiency. The implemented transmitter had a measured PAE greater than 50% in a range of 8dB of PBO, maximum PAE of 70% and a maximum output power of 25W.

Índice

Índice	i
Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	ix
Lista de Acrónimos	x
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação e Enquadramento	1
1.2 Objetivos	2
2. Estado da Arte - Amplificadores RF de Potência de Elevado Rendimento	3
2.1 Classe F.....	3
2.1.1 Partindo de um amplificador Classe B	5
2.1.2 O Amplificador Classe B em Overdrive - Geração de Harmónicas Ímpares.....	7
2.1.3 O Amplificador Classe F	9
2.1.4 Eficiência e Potência de Saída em Função da Impedância de Carga - Análise LoadPull	11
2.1.5 Resposta a Cargas Reativas	13
2.1.6 Tensão de Saída em Função da Impedância de Carga – Fonte de Tensão Ideal	15
2.2 Outphasing.....	16
2.2.1 O Conceito de modulação Outphasing	16
2.2.2 Amplificador Outphasing.....	18
2.2.3 Amplificador Outphasing-Chireix.....	19
2.2.4 Amplificador Outphasing-Chireix com Linhas de Transmissão.....	22
2.2.5 Amplificador Outphasing-Chireix com Compensação	26
2.2.6 Amplificador Outphasing-Chireix com Combinador Assimétrico	28
2.2.7 Rendimento de um Amplificador Outphasing-Chireix com PA's Classe B em Overdrive	33
2.2.8 Simulação de um Amplificador Outphasing-Chireix com PA's Classe F Ideal	35
2.3 Doherty	39
2.3.1 Princípio de Funcionamento.....	39
2.3.2 Análise de um Amplificador Doherty.....	40

2.4	Amplificadores Híbridos Doherty-Outphasing	46
2.4.1	Definição de Híbrido Doherty-Outphasing no âmbito desta Dissertação	46
2.4.2	Outphasing-Chireix com Sinal de Entrada Otimizado	46
2.4.3	Amplificador de Potência Dual Input Doherty-Outphasing	47
2.4.4	Amplificador Semi-Doherty Outphasing	48
2.4.5	Amplificador Doherty-Outphasing Continuum	49
3.	Amplificador Classe F	51
3.1	Análise DC- Curvas IV do Transístor	51
3.2	Controlo Harmónico e Polarização da Entrada	52
3.3	Controlo Harmónico e Polarização da Saída	54
3.4	Adaptação da Entrada (IMN) e Saída (OMN)	56
3.5	Esquemático Completo	57
3.6	Análise da Estabilidade	60
3.7	Simulação e resultados	61
4.	Amplificador Classe F Balanceado	62
4.1	Quadrature Hybrid Power Splitter	62
4.2	Esquema de blocos	64
4.3	Simulação e Resultados	64
5.	Amplificador Outphasing-Chireix	65
5.1	Esquema de blocos	65
5.2	Simulação e Resultados	66
6.	Amplificador Doherty Dual Input	67
6.1	Esquema de blocos	68
6.2	Simulação e Resultados	68
7.	Amplificador Híbrido Doherty-Outphasing	70
7.1	Teste com o Amplificador Outphasing-Chireix	70
7.1.1	Teste Exhaustivo	71
7.1.2	Funcionamento no modo DO (Doherty-Outphasing)	72

7.1.3	Funcionamento no modo DMO (Doherty-Mixed-Outphasing)	74
7.2	Teste com o Amplificador Doherty Dual Input	76
7.2.1	Teste Exaustivo	76
8.	Implementação Prática e Caracterização do Amplificador Híbrido Doherty-Outphasing	79
8.1	Esquemático e Layout	79
8.2	Sistema de Medição.....	87
8.3	Caracterização AM-AM	89
8.4	Caracterização AM-PM	92
8.5	Caracterização da Distorção Harmónica	93
8.6	Caracterização IMD – “Intermodulation Distortion” (2-tons).....	93
8.7	Coeficientes de Reflexão à Entrada e à Saída	94
9.	Conclusão e Trabalho Futuro	97
9.1	Conclusão.....	97
9.2	Trabalho Futuro	99
	Referências	100

Lista de Figuras

Figura 1- Amplificador Classe F ideal, retirado de [3].....	4
Figura 2- Amplificador Classe B	5
Figura 3- Load Line (Pavs_dBm=22).	6
Figura 4- Magnitude de I _{out} e I _{hsc} (Pavs_dBm=22).....	6
Figura 5- Tensão e Corrente no Dreno (Pavs_dBm=22).	6
Figura 6- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno(Pavs_dBm=22).....	6
Figura 7- Ganho e Eficiência com sweep de Pavs até 25dBm.	6
Figura 8- Load Line (Pavs_dBm=24).	7
Figura 9- Magnitude de I _{out} e I _{hsc} (Pavs_dBm=24).....	7
Figura 10- Tensão e Corrente no Dreno (Pavs_dBm=24).	7
Figura 11- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno(Pavs_dBm=24).....	7
Figura 12- Load Line (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).....	8
Figura 13- I _{out} e I _{hsc} (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).....	8
Figura 14- Corrente e tensão no dreno (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).	8
Figura 15- Corrente e tensão no dreno (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).	8
Figura 16- Amplificador Classe F.....	9
Figura 17- Load Line (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).....	10
Figura 18- Magnitude de I _{out} e I _{hsc} (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).	10
Figura 19- Tensão e Corrente no Dreno (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).	10
Figura 20- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno (Pavs_dBm=22 e R _L =28Ω).	10
Figura 21- Ganho e Eficiência com sweep de Pavs até 25 dBm	10
Figura 22- LoadPull Contours- PA Classe F da Figura 16.....	11
Figura 23- Amplificador Classe F com adaptação da fundamental para 50Ω (OMN).....	12
Figura 24- LoadPull Contours PA Classe F com OMN.	12
Figura 25- Amplificador Classe F com OMN e Offset Line.	13
Figura 26- LoadPull Contours PA Classe F com OMN e Offset Line.	13
Figura 27- Load Line (Pavs_dBm=22).	14
Figura 28- Magnitude de I _{out} e I _{hsc} (Pavs_dBm=22).....	14
Figura 29- Tensão e Corrente no Dreno (Pavs_dBm=22).	14
Figura 30- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno(Pavs_dBm=22).....	14
Figura 31- V _{out} (sweep da resistência; reatância nula).	15
Figura 32- V _{out} (sweep da reactância; resistência nula).....	15
Figura 33- V _{out} (sweep da reactância; resistência 50Ω).	15
Figura 34- Fase de V _{out} (sweep da reactância; resistência 50Ω).	15

Figura 35- Representação Vetorial dos sinais.....	17
Figura 36- Diagrama de blocos de um amplificador Outphasing, alterado de [4]	18
Figura 37- a) Amplificador Outphasing com combinador Wilkinson. b) Eficiência em backoff. Retirado de [1].	19
Figura 38- Modelo ideal Outphasing-Chireix.....	20
Figura 39- a) Circuito Outphasing Chireix com reatâncias de compensação, retirado de [1].	21
Figura 40- Outphasing-Chireix com linhas de transmissão (saída single-ended).	22
Figura 41- Tensão e fase na saída.....	25
Figura 42- Corrente e magnitude da Impedância.....	25
Figura 43- Impedâncias Z_1 e Z_2	25
Figura 44- Outphasing-Chireix com compensação de reatância.	26
Figura 45- Z_1 e Z_2 ($B\phi = 20^\circ$).	27
Figura 46- Susceptância B , em função de ϕ	27
Figura 47- Reatância ($B\phi = 20^\circ$).	27
Figura 48- Corrente e Impedância ($B\phi = 20^\circ$).	27
Figura 49- Correntes para $At = 1$ ($B\phi = 20^\circ$).....	27
Figura 50- Tensão e fase na saída ($B\phi = 20^\circ$).	27
Figura 51- Outphasing-Chireix com combinador assimétrico.	28
Figura 52- Z_1 e Z_2 ($Ce = 20^\circ$).	32
Figura 53- Ce em função de ϕ	32
Figura 54- Reatância ($Ce = 20^\circ$).	32
Figura 55- Corrente e Impedância ($Ce = 20^\circ$).	32
Figura 56- Correntes para $At = 1$ ($Ce = 20^\circ$).....	32
Figura 57- Tensão e fase na saída ($Ce = 20^\circ$).	32
Figura 58- Rendimento em função de V_{out}	34
Figura 59- Rendimento em função de PBO.	34
Figura 60- Outphasing-Chireix com PA's Classe F ideal.....	35
Figura 61- Eficiência de Dreno e Ganho $Ce = 0^\circ$	36
Figura 62- Impedâncias Z_1 e Z_2 , vistas para as entradas do combinador $Ce = 0^\circ$	36
Figura 63- Tensão e Corrente no dreno do transistor I_0 $Ce = 0^\circ$	36
Figura 64- Corrente média no dreno de cada transistor $Ce = 0^\circ$	36
Figura 65- Amplitudes à entrada e saída do combinador. V_1, V_2, I_{o1} e I_{o2} $Ce = 0^\circ$	36
Figura 66- Fase das correntes à saída do combinador, em função de $\phi(t)$ $Ce = 0^\circ$	36
Figura 67- Eficiência de Dreno e Ganho $Ce = 13^\circ$	38
Figura 68- Impedâncias Z_1 e Z_2 , vistas para as entradas do combinador $Ce = 13^\circ$	38
Figura 69- Tensão e Corrente no dreno do transistor I_0 $Ce = 13^\circ$	38
Figura 70- Corrente média no dreno de cada transistor $Ce = 13^\circ$	38

Figura 71- Amplitudes à entrada e saída do combinador. V_1 , V_2 , I_{o1} e I_{o2} $C_e = 13^\circ$	38
Figura 72- Fase das correntes à saída do combinador, em função de $\phi(t)$ $C_e = 13^\circ$	38
Figura 73- Amplificador Doherty, alterado de [10].	39
Figura 74- Eficiência de um amplificador Doherty, retirado de [11]	40
Figura 75- Circuito usado para análise de um Amplificador Doherty.....	41
Figura 76- Gráfico da função αt	44
Figura 77- Eficiência de amplificadores Doherty Multistage e N-Way, retirado de [11].....	44
Figura 78- Impedâncias Z_m e Z_p	45
Figura 79- Impedâncias Z_m e Z_p	45
Figura 80- Tensões V_{x0} (Main) e V_{out}	45
Figura 81- Correntes I_m , I_{om} e I_{op}	45
Figura 82- Potência debitada por cada fonte, e potência na carga, em função do quadrado de $A(t)$	45
Figura 83- Correntes I_{om} , I_{op} e I_{out} , para $At = 1$	45
Figura 84- Amplificador Dual Input Doherty-Outphasing, retirado de [14].	47
Figura 85- Eficiência do amplificador Dual Input Doherty-Outphasing, retirado de [14].....	48
Figura 86- Amplificador Semi-Doherty Outphasing, retirado de [15].	49
Figura 87- Eficiência do Amplificador Semi-Doherty Outphasing, retirado de [15].	49
Figura 88- Amplificador Doherty-Outphasing Continuum, retirado de [16].	49
Figura 89- Eficiência do amplificador Doherty-Outphasing Continuum, retirado de [16].	50
Figura 90- Circuito usado para análise DC do transístor.	51
Figura 91- Análise DC- $I_{DS}(V_{GS})$	52
Figura 92- Análise DC- $I_{DS}(V_{DS})$	52
Figura 93- Impedância (vista da gate do transístor) da Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Entrada.	52
Figura 94- Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Entrada.	53
Figura 95- Análise LoadPull para obtenção do valor das impedâncias ótimas para a síntese da malha de adaptação da entrada(IMN) @ f_0 , e malha de controlo harmónico da saída.	54
Figura 96- Resultado da Análise LoadPull para obtenção do valor das impedâncias ótimas para a síntese da malha de adaptação da entrada(IMN) @ f_0 , e malha de controlo harmónico da saída.	54
Figura 97- Impedância (vista do dreno do transístor) da Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Saída.	55
Figura 98- Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Saída.	55
Figura 99- Malha de Adaptação da Entrada (IMN).	56
Figura 100- Análise LoadPull para obtenção do valor da impedância ótima para a síntese da malha de adaptação da saída(OMN) @ f_0	56
Figura 101- Resultado da Análise LoadPull para obtenção do valor da impedância ótima para a síntese da malha de adaptação da saída(OMN) @ f_0	57

Figura 102- Malha de Adaptação da Saída (OMN).	57
Figura 103- Esquemático da Entrada do Amplificador Classe F.	58
Figura 104- Esquemático da Saída do Amplificador Classe F.	59
Figura 105- Fator de Estabilidade (a azul).	60
Figura 106- Círculos de estabilidade à entrada (para pequenos sinais).	60
Figura 107- Círculos de estabilidade à saída (para pequenos sinais).	60
Figura 108- Círculos de estabilidade à entrada (para grandes sinais).	61
Figura 109- Círculos de estabilidade à saída (para grandes sinais).	61
Figura 110- PAE do PA Classe F.....	61
Figura 111- Ganho de transdução do PA Classe F.	61
Figura 112- Esquemático do Quadrature Hybrid Power Splitter.	62
Figura 113- Parâmetros S21 e S31.....	63
Figura 114- Fase nos portos 2 e 3, em relação ao porto1.	63
Figura 115- Parâmetros S23 e S32.....	63
Figura 116- Impedâncias vistas do porto 1 ,2 e 3.	63
Figura 117- Esquemático do Amplificador Classe F Balanceado.	64
Figura 118- PAE do Amplificador Classe F Balanceado.....	64
Figura 119- Ganho de transdução do Amplificador Classe F Balanceado.	64
Figura 120- Esquemático do Amplificador Outphasing-Chireix.....	65
Figura 121- PAE do amplificador Outphasing-Chireix (a azul).	66
Figura 122- Ganho do amplificador Outphasing-Chireix.	66
Figura 123- Impedâncias Z1 e Z2.	66
Figura 124- Sinal de entrada de cada PA.	66
Figura 125- Combinador Doherty.	67
Figura 126- Esquemático do Amplificador Doherty Dual Input.....	68
Figura 127- PAE do amplificador Doherty Dual Input.....	69
Figura 128- Ganho de transdução do amplificador Doherty Dual Input.	69
Figura 129- Impedâncias “vistas” após as linhas de offset.	69
Figura 130- Potência de saída do Main PA, Peaking PA e na carga.	69
Figura 131- Esquemático do amplificador Outphasing-Chireix, usado nos testes do Híbrido.	70
Figura 132- PAE resultante do teste exaustivo aplicado ao amplificador Outphasing-Chireix.	71
Figura 133- Sinal de entrada de cada PA para o teste no modo (DO).	72
Figura 134- PAE do Híbrido no modo DO.	73
Figura 135- Ganho de transdução do Híbrido no modo DO.	73
Figura 136- Sinal de entrada de cada PA do Híbrido no modo DMO.	74
Figura 137- PAE do Híbrido no modo DMO.....	75
Figura 138- Ganho de transdução do Híbrido no modo DMO.	75

Figura 139- Esquemático do Transmissor Doherty Dual Input, usado nos testes do Híbrido.	76
Figura 140- PAE resultante do teste exaustivo aplicado ao amplificador Doherty Dual Input.	77
Figura 141- PAE resultante do teste exaustivo extra, aplicado ao amplificador Doherty Dual Input.	78
Figura 142- Foto do protótipo implementado.	79
Figura 143- Esquemático final (completo) da malha de entrada do amplificador.	80
Figura 144- Esquemático final (zoom da parte 1) da malha de entrada do amplificador.	81
Figura 145- Esquemático final (zoom da parte 2) da malha de entrada do amplificador.	82
Figura 146- Esquemático final (completo) da malha de saída do amplificador.	83
Figura 147- Esquemático final (zoom da parte 1) da malha de saída do amplificador.	84
Figura 148- Esquemático final (zoom da parte 2) da malha de saída do amplificador.	85
Figura 149- Layout Final da Malha de Entrada.	86
Figura 150- Layout Final da Malha de Saída.	86
Figura 151- Foto do Sistema de Medição.	87
Figura 152- Diagrama de blocos do sistema de medição.	87
Figura 153- Diagrama de blocos do software do sistema de medição.	88
Figura 154- Interface Gráfica desenvolvida para o sistema de medição.	88
Figura 155- Eficiência (de Dreno) medida a várias frequências usando o teste DMO.	89
Figura 156- Ganho medido a várias frequências usando o teste DMO(Doherty-Mixed-Outphasing).	90
Figura 157- Eficiência medida usando o Teste Exaustivo (várias combinações de amplitude e fase nas entradas).	90
Figura 158- PAE medida usando diversos modos.	91
Figura 159- Ganho medido usando diversos modos.	91
Figura 160- Pontos de Compressão P1dB e P3dB (teste DMO).	92
Figura 161- Conversão AM-PM com fase diferencial constante (60°), Fase ChA= 30° e Fase ChB= -30°	92
Figura 162- Conversão AM-PM com o modo DMO.	93
Figura 163- Potência dos tons (M1 e M3) e componentes de intermodulação de 3ª ordem (M3 e M4).	94
Figura 164- Coef. de reflexão na entrada 1 e na saída (com PA1 on e PA2 off).	95
Figura 165- Coef. de reflexão na entrada 2 e na saída (com PA1 off e PA2 on).	95
Figura 166- Coef. de reflexão na entrada 1, na entrada 2 e na saída (com PA1 on e PA2 on).	95
Figura 167- Eficiência (Drain-Efficiency) medida a 2GHz após correção do desvio na frequência.	96
Figura 168- Ganho medido a 2GHz após correção do desvio na frequência.	96

Lista de Tabelas

Tabela 1- Eficiência e Ganho com Pavs_dBm=22.	6
Tabela 2- Eficiência e Ganho com Pavs_dBm=24.	7
Tabela 3- Eficiência e Ganho(Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).	8
Tabela 4- Eficiência e Ganho(Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).	10
Tabela 5- Eficiência e Ganho com Pavs_dBm=22.	14
Tabela 6- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA.	71
Tabela 7- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA, para o teste exaustivo.	76
Tabela 8- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA, para o teste exaustivo extra.	77
Tabela 9- Distorção harmónica (até à 4ª harmónica).	93
Tabela 10- Valores de potência nos “markers” (+valor dos atenuadores) da Figura 163 e IMR.	94

Lista de Acrónimos

ADS	Advanced Design System
AM	Amplitude Modulation
DC	Direct Current
DMO	Doherty-Mixed-Outphasing
DO	Doherty-Outphasing
DPA	Doherty Power Amplifier
DPD	Digital Pré Distortion
DUT	Device Under Test
GaN	Gallium Nitride
IMD	Intermodulation Distortion
IMN	Input Matching Network
IMR	Intermodulation Ratio
LAN	Local Area Network
MO	Mixed-Outphasing
OMN	Output Matching Network
OPBO	Output Power BackOff
PA	Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PBO	Power BackOff
PM	Phase Modulation
RF	Radio Frequency
SCS	Signal Component Separator
THD	Total Harmonic Distortion
VSA	Vector Signal Analyzer
VSG	Vector Signal Generator
WCDMA	Wide Band Code Division Multiple Access

1. Introdução

1.1 *Motivação e Enquadramento*

Os Amplificadores RF de potência têm sido ao longo do tempo alvo de constante investigação, principalmente devido a duas questões fundamentais: a eficiência e a linearidade. A eficiência de um amplificador tem uma importância enorme que se pode quantificar em termos dos custos de energia associados e, no caso de dispositivos portáteis, na autonomia das baterias. Os sistemas de comunicação sem fios, atualmente lidam com sinais criados a partir de técnicas de modulação que tornam possível elevadas taxas de transmissão para uma mesma largura de banda. No entanto, esta vantagem em termos espectrais tem algumas contra-partidas. Estes sinais apresentam características que prejudicam o desempenho do amplificador e que levam a um necessário aumento da sua complexidade.

Sendo o espectro de frequências um recurso limitado e bastante dispendioso, a entidade reguladora de telecomunicações obriga a que se cumpram especificações extremamente rígidas no que diz respeito à ocupação espectral por parte dos sistemas de comunicações sem fios. A linearidade de um amplificador está fortemente relacionada com o tipo de sinal que este irá amplificar, e a sua importância pode ser vista de duas formas. Por um lado, tem impacto na largura de banda ocupada, facilitando, ou dificultando, o cumprimento dos requisitos impostos pelo regulador. Por outro lado, do ponto de vista da comunicação entre transmissor e recetor, por forma a que seja possível descodificar com fidelidade o sinal enviado.

A eficiência está também fortemente relacionada com o tipo de sinal a amplificar. Estes sinais contêm um elevado PAPR (peak-to-average-power-ratio), o que significa que o sinal não estará sempre na máxima amplitude, mas sim, na maior parte do tempo, com uma amplitude bastante inferior, resultando numa perda de rendimento. Os PA's "clássicos", como por exemplo o classe B, têm máxima eficiência quando estão a operar com amplitude máxima. No entanto, assim que a amplitude do sinal é reduzida a eficiência cai substancialmente, o que significa que o transístor presente no PA sofrerá maior dissipação de potência. Várias técnicas surgiram no sentido de melhorar a eficiência em PBO (power backoff). Algumas atuam no plano da carga apresentada ao PA, outras no plano da tensão de alimentação. No plano da carga, aumenta-se ou diminui-se dinamicamente o valor desta em função da amplitude do sinal de entrada, por forma a manter a tensão de saída do transístor na sua máxima amplitude, assegurando uma boa eficiência. Esta técnica é

conhecida por modulação de carga ativa. No plano da tensão de alimentação, faz-se variar esta dinamicamente, consoante a amplitude do sinal de entrada, dado que o transístor não necessita da máxima tensão de alimentação quando o sinal tem baixa amplitude. Ora, como a eficiência depende da potência DC fornecida, um ajuste dinâmico da tensão DC resulta numa melhor eficiência em backoff. No entanto, esta técnica requer uma grande largura de banda por parte das fontes de alimentação DC que são moduladas pelo sinal de entrada [1].

Com vista a solucionar o problema, pelo lado da modulação de carga ativa, ressurgiram duas arquiteturas de amplificadores inventadas nos anos 30 e que pareciam ter caído no esquecimento: o Amplificador Doherty e o Amplificador Outphasing-Chireix. Ambos são amplificadores (idealmente) lineares e apresentam uma eficiência considerável em PBO. As duas arquiteturas são bastante distintas no que diz respeito ao seu princípio de funcionamento e cada uma tem as suas vantagens e desvantagens, que serão exploradas e analisadas em detalhe nesta Dissertação. Foi com o intuito de eliminar algumas destas desvantagens, que surgiram híbridos entre estas duas arquiteturas, resultando num amplificador que pretende ser o “melhor dos dois mundos”.

Ainda assim, a crescente demanda por maiores taxas de transmissão para a mesma largura de banda leva a que os sinais tendam a ter um PAPR cada vez mais elevado, explorando o desempenho destes amplificadores até ao limite. Isto resulta em investigação contínua no sentido de melhorar cada vez mais estes amplificadores, capacitando-os e adequando-os, por forma a satisfazer as necessidades e expectativas tanto dos operadores de comunicações móveis como dos utilizadores em geral.

1.2 Objetivos

Este trabalho de Dissertação visa o projeto, implementação e teste de um transmissor de comunicações móveis numa configuração híbrida Doherty-Outphasing. Primeiramente pretende-se o estudo de um amplificador classe F. Neste, será dada atenção especial ao tipo de condições que um PA classe F irá encontrar quando integrado numa arquitetura Outphasing-Chireix, por forma a se perceber as limitações, e não-idealidades inerentes. É também objetivo, o estudo da modulação Outphasing, começando pelo conceito e, posteriormente, pelo estudo de amplificadores baseados neste tipo de modulação. Serão analisados amplificadores Outphasing sem, e com modulação de carga, assim como com, e sem compensação de reatância. Também se pretende fazer um estudo da arquitetura Doherty, por forma a identificar, tal como na arquitetura Outphasing, as suas vantagens e desvantagens. Esta Dissertação tem também, como objetivo, identificar e perceber os diferentes tipos de híbridos Doherty-Outphasing existentes na literatura. Após a fase de estudo, seguir-se-á o projeto e implementação de um transmissor híbrido Doherty-Outphasing, baseado num dos tipos encontrados. Para o fazer, começar-se-á pelo projeto de um PA classe F. Este será, depois, replicado e integrado no projeto do transmissor híbrido. Posteriormente, seguir-se-á a caracterização, em laboratório, do protótipo construído, em termos de rendimento e distorção, quer em regime quasi-estático (1-tom), quer em regime dinâmico (2-tons).

2. Estado da Arte - Amplificadores RF de Potência de Elevado Rendimento

2.1 Classe F

O Amplificador Classe F foi apresentado pela primeira vez por Tyler [2] e é um dos mais antigos amplificadores de elevada eficiência. Este PA “aproveita” a não linearidade do dispositivo ativo para assim aumentar a eficiência.

A “ideia” num amplificador Classe F é diminuir a sobreposição das ondas de corrente e tensão na saída do transístor. Se a tensão fosse uma onda quadrada perfeita, então a sobreposição nunca ocorreria e consequentemente não haveria potência dissipada no transístor e resultaria numa eficiência de 100%.

Tipicamente, num amplificador classe F, o dispositivo ativo é polarizado em classe B, a sua malha de entrada apresenta um curto circuito a todas as harmónicas, e a malha de saída apresenta um circuito aberto às harmónicas ímpares e um curto circuito às harmónicas pares.

A expansão em série de Fourier de uma onda quadrada revela que esta é composta exclusivamente por harmónicas ímpares. No entanto, um transístor polarizado em classe B e operando como fonte de corrente, mantém uma corrente de dreno (ou coletor) com a forma de uma senoide retificada em meia onda. A análise de Fourier a uma onda deste tipo, revela que esta só contém harmónicas pares.

Para que seja possível obter as harmónicas ímpares (para formar a onda quadrada), o transístor tem de ser levado à saturação, fazendo com que a corrente não seja mais uma “meia-onda perfeita”. Desta forma a corrente deixa de conter somente harmónicas pares. Na prática, só um número limitado de harmónicas terá amplitude suficiente que justifique o seu tratamento. De qualquer forma, mesmo com um número reduzido de harmónicas já é possível obter uma onda aproximadamente quadrada.

As terminações ou cargas a apresentar às harmónicas podem ser conseguidas através do uso de componentes discretos ou com linhas de transmissão. Na Figura 1 é mostrado um amplificador Classe F ideal. À frequência fundamental f_0 , o circuito ressonante LC paralelo será um “aberto” e a linha de transmissão transforma o valor da carga R para a carga ótima R_{opt} . A todas as outras frequências o circuito LC paralelo é um curto-

circuito. A linha de transmissão $\frac{\lambda}{4}$ é um transformador de impedâncias. Esta tem a função de transformar um curto-circuito num circuito aberto às harmónicas ímpares, e é “transparente” às harmónicas pares. O que significa que o transístor irá ver um circuito aberto a todas as harmónicas ímpares e um curto-circuito a todas as harmónicas pares. Com este circuito ideal, a onda de tensão no dreno seria quadrada e a eficiência 100%. Contudo, na prática, as linhas de transmissão não são ideais, nem um transístor “real” permitiria uma largura de banda muito elevada (devido, por exemplo, à sua capacidade de saída C_{ds}), pelo que a eficiência normalmente obtida na prática se situa muito abaixo dos 100% (um valor realista seria por exemplo cerca de 80%).

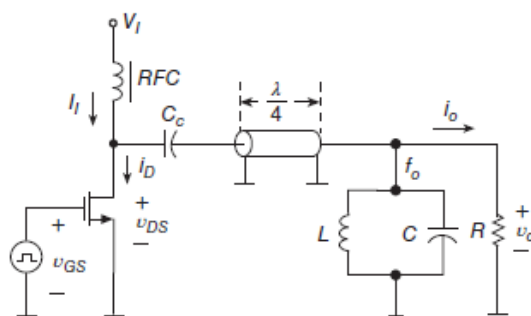


Figura 1- Amplificador Classe F ideal, retirado de [3].

O amplificador Classe F, é, portanto, altamente eficiente, mas também altamente não linear, o que, por si só, inviabiliza a sua utilização em sinais com modulação em amplitude. No entanto, se o sinal for convertido em modulação de fase, então, o PA classe F poderá ser usado. A técnica de modulação Outphasing, que se apresentará mais à frente, “aproveita” este facto e, usando dois PA’s altamente não lineares e eficientes, consegue obter um transmissor altamente eficiente e passível de ser usado em sinais com modulação em amplitude. Estes tipos de transmissores são também conhecidos pelo termo LINC (Linear amplification using Nonlinear Components).

O amplificador classe F será usado como bloco base na construção do Transmissor Híbrido Doherty-Outphasing, pelo que um bom entendimento das características deste será naturalmente importante. No que se segue, uma análise mais detalhada sobre o Classe F será levada a cabo, tentando sempre salientar questões importantes e que tenham relevância para o estudo do transmissor híbrido. Para isso, será feita uma análise fundamentalmente baseada em simulações no ADS, sendo esta iniciada com um amplificador Classe B.

2.1.1 Partindo de um amplificador Classe B

No circuito da Figura 2 é apresentado um Amplificador Classe B. O filtro Z1P1 (discriminado por um retângulo) apresenta um curto-circuito a todas as harmônicas exceto à fundamental e, é percorrido por uma corrente I_{hsc} (hsc – harmonic short circuit). A resistência de carga é de 23.3Ω , sendo a carga ótima para um Amplificador Classe B considerando uma corrente de dreno máxima $i_{Dmáx} = 2.4A$ e uma tensão de dreno máxima $v_{DSmáx} = 56V$.

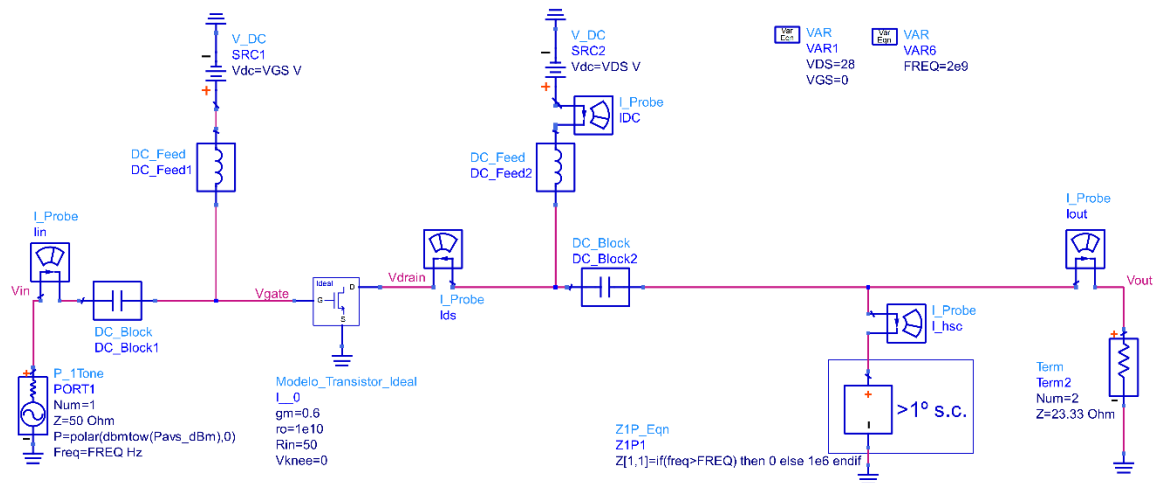


Figura 2- Amplificador Classe B

A seguir são mostrados os resultados obtidos por simulação no ADS deste amplificador. Importa referir que este circuito é extremamente idealizado, tendo sido utilizados modelos de componentes ideais, assim como uma simulação por harmonic balance de ordem 100. O objetivo deste capítulo é estudar os fundamentos e características de várias arquiteturas de amplificadores e não os projetar, por isso, o uso de modelos ideais é mais apropriado.

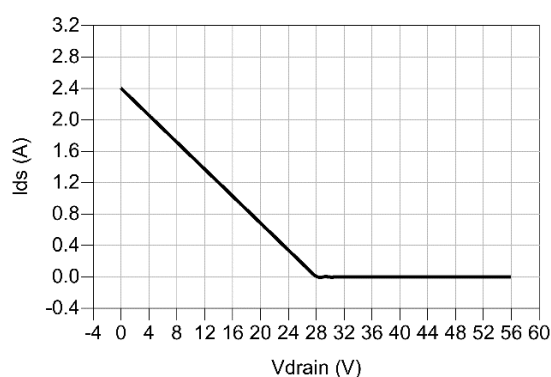


Figura 3- Load Line ($P_{avs_dBm}=22$).

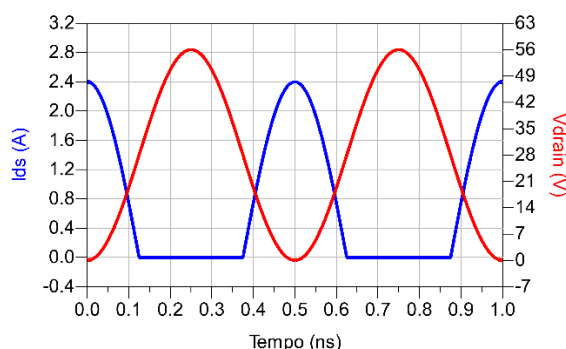


Figura 5- Tensão e Corrente no Dreno ($P_{avs_dBm}=22$).

Tabela 1- Eficiência e Ganho com $P_{avs_dBm}=22$.

Pdc_dBm	Pavs_dBm	Pout_dBm
43.3	22.0	42.3

Ganho_T	Eficiencia	PAE
20.2	78.5	77.8

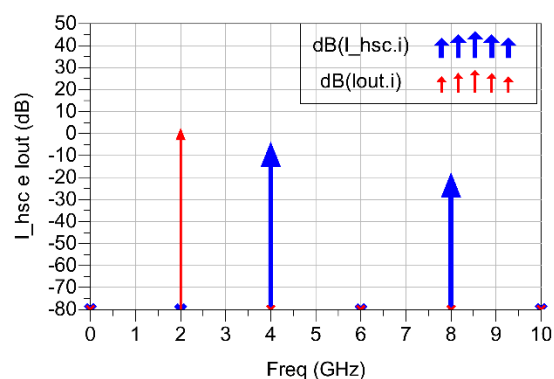


Figura 4- Magnitude de I_{out} e I_{hsc} ($P_{avs_dBm}=22$).

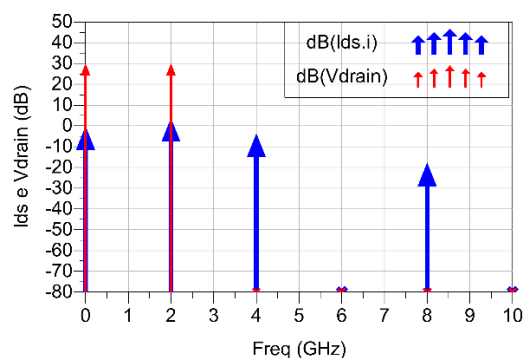


Figura 6- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno ($P_{avs_dBm}=22$).

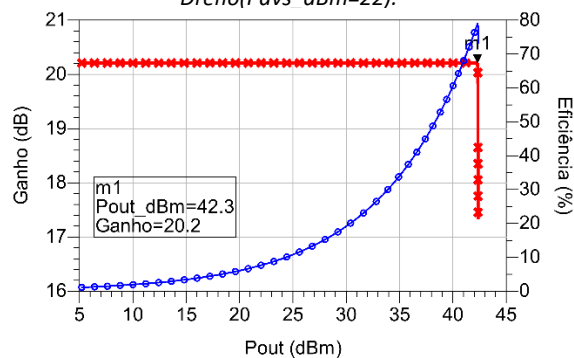


Figura 7- Ganho e Eficiência com sweep de P_{avs} até 25dBm.

Como se pode ver pelas figuras acima, o amplificador está a funcionar na sua máxima excursão, e apresenta uma eficiência de 78.5%. Com $P_{avs_dBm}=22$ dBm, o amplificador encontra-se no máximo de potência de entrada em que ainda é linear, e a corrente e tensão de dreno não apresentam nenhuma componente harmónicas ímpares conforme se vê na Figura 6, confirmando o que foi dito anteriormente. Observa-se também, na Figura 4, que as harmónicas pares da corrente I_{ds} são todas curto-circuitadas e “conduzidas” à massa pelo filtro Z1P1(corrente I_{hsc}), resultando numa senoide perfeita na carga. O processo de geração das harmónicas ímpares será discutido a seguir.

2.1.2 O Amplificador Classe B em Overdrive - Geração de Harmônicas Ímpares

Para gerar harmônicas ímpares colocou-se o Amplificador Classe B da Figura 2 em overdrive, ou seja, permitiu-se que se ultrapassasse $P_{avs}=22$ dBm. A potência foi aumentada para $P_{avs}=24$ dBm, neste caso 2 dB acima da máxima para o Classe B. Os resultados obtidos são mostrados nas figuras seguintes.

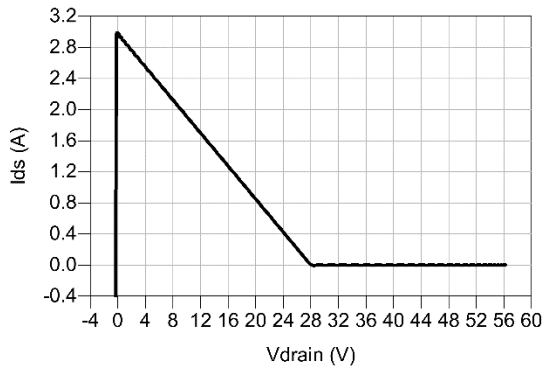


Figura 8- Load Line ($P_{avs_dBm}=24$).

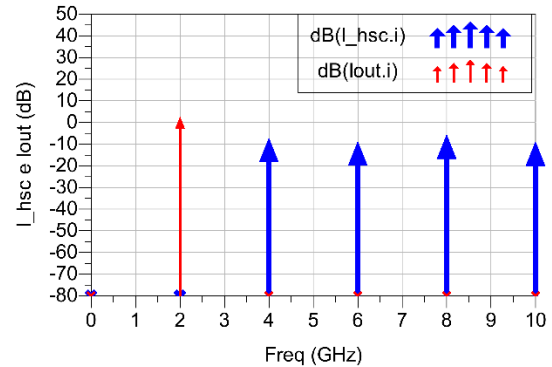


Figura 9- Magnitude de I_{out} e I_{hsc} ($P_{avs_dBm}=24$).

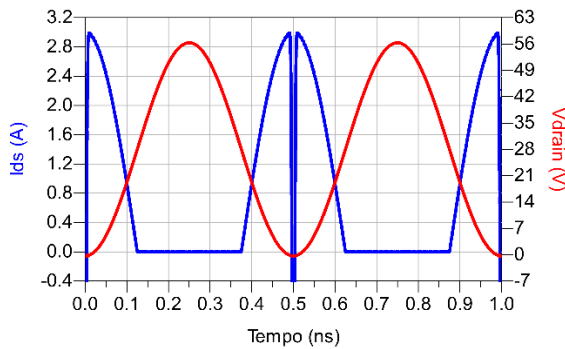


Figura 10- Tensão e Corrente no Dreno ($P_{avs_dBm}=24$).

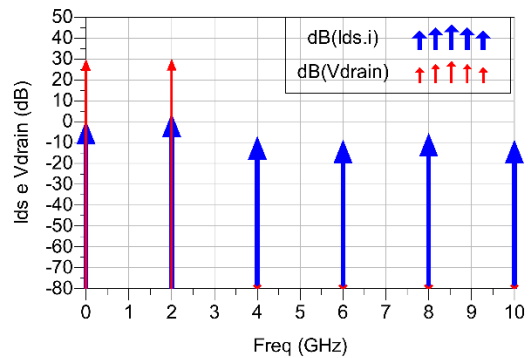


Figura 11- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno ($P_{avs_dBm}=24$).

Tabela 2- Eficiência e Ganho com $P_{avs_dBm}=24$.

Pdc_dBm	Pavs_dBm	Pout_dBm
43.6	24.0	42.4

Ganho_T	Eficiencia	PAE
18.4	75.6	74.5

Verifica-se agora que as componentes harmônicas ímpares já surgem na corrente de dreno I_{ds} . Vê-se também que a forma de onda de I_{ds} sofreu uma modificação no seu pico, uma vez que é aí que ocorre a saturação, caindo bruscamente por breves instantes (até atingir o turn-off do transistor), voltando novamente ao máximo. No entanto, dado que se aumentou a potência de entrada, a corrente de dreno subiu até cerca de 2.9 A, valor este muito acima do máximo 2.4 A (valor que se assumiu como sendo o máximo para o transistor). Na verdade, num modelo do transistor “um pouco mais realista”, a corrente seria limitada à corrente máxima

suportada por este (ainda assim as harmônicas ímpares seriam geradas). Em todo o caso, pode-se sempre supor que o limite é de 2.9 A e não de 2.4 A, sendo essa questão irrelevante para o que se pretende demonstrar. A questão fundamental para a geração das harmônicas ímpares resume-se em levar o transistor à sua zona não linear, neste caso à região de triodo. No entanto, ao invés de se aumentar a potência do sinal de entrada, uma outra forma de o fazer seria aumentar a carga, e o transistor entraria também nessa mesma zona não linear. Para o fazer, manteve-se a potência do sinal de entrada nos 22dBm (para que a corrente máxima não excedesse os 2.4 A) e o valor da carga foi aumentado para 28Ω , que é cerca de 1.2 vezes a resistência ótima para o amplificador classe B (23.33Ω). Como se pode ver em [3], 1.2 é aproximadamente o fator pelo qual se deve multiplicar a carga ótima de amplificador classe B, para se obter a carga ótima para um amplificador Classe F com controlo harmónico até à 5ª ordem. Nas imagens seguintes podemos ver o resultado da simulação.



Figura 12- Load Line ($P_{avs_dBm}=22$ e $R_L=28\Omega$).

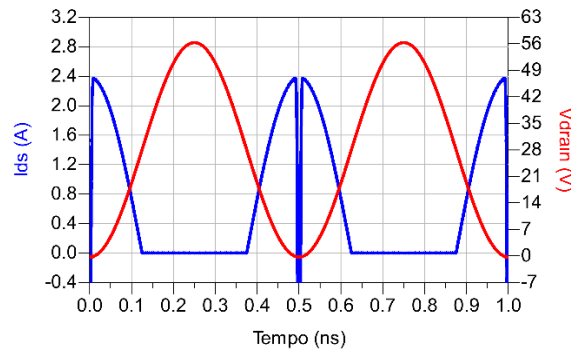


Figura 14- Corrente e tensão no dreno ($P_{avs_dBm}=22$ e $R_L=28\Omega$).

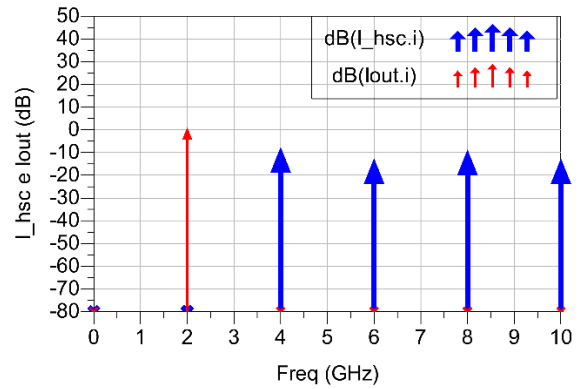


Figura 13- I_{hsc} e I_{out} ($P_{avs_dBm}=22$ e $R_L=28\Omega$).

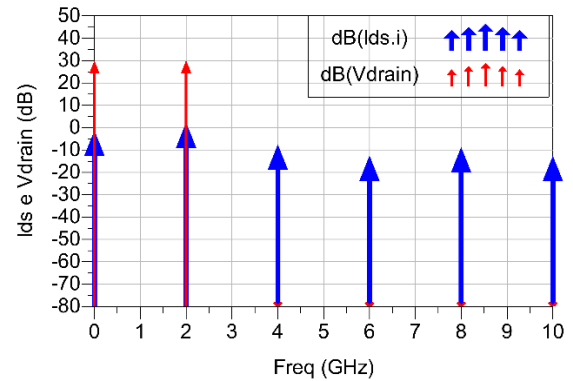


Figura 15- Corrente e tensão no dreno ($P_{avs_dBm}=22$ e $R_L=28\Omega$).

Tabela 3- Eficiência e Ganho($P_{avs_dBm}=22$ e $R_L=28\Omega$).

Pdc_dBm	Pavs_dBm	Pout_dBm
42.7	22.0	41.6

Ganho_T	Eficiencia	PAE
19.6	76.4	75.6

Tal como se previa, a corrente de dreno tem agora um máximo de 2.4 A e contém harmónicas ímpares. Contudo, ainda não existe nenhuma componente ímpar na tensão V_{drain} . Esta continua uma senoide perfeita, contendo apenas componente DC e a fundamental. Agora, torna-se necessário “transferir” as componentes harmónicas ímpares da corrente I_{ds} para a tensão V_{drain} , usando para isso impedâncias. Desse tratamento harmónico surge o Amplificador Classe F que se apresenta a seguir.

2.1.3 O Amplificador Classe F

O circuito da Figura 16 é um amplificador Classe F, e só difere do amplificador Classe B pela introdução de um novo bloco (Z1P2). Este novo bloco apresenta uma impedância elevada (high_Z) à 3ª e 5ª harmónica, sendo “transparente” para todas as outras frequências. Neste exemplo só será feito tratamento até à 5ª harmónica.

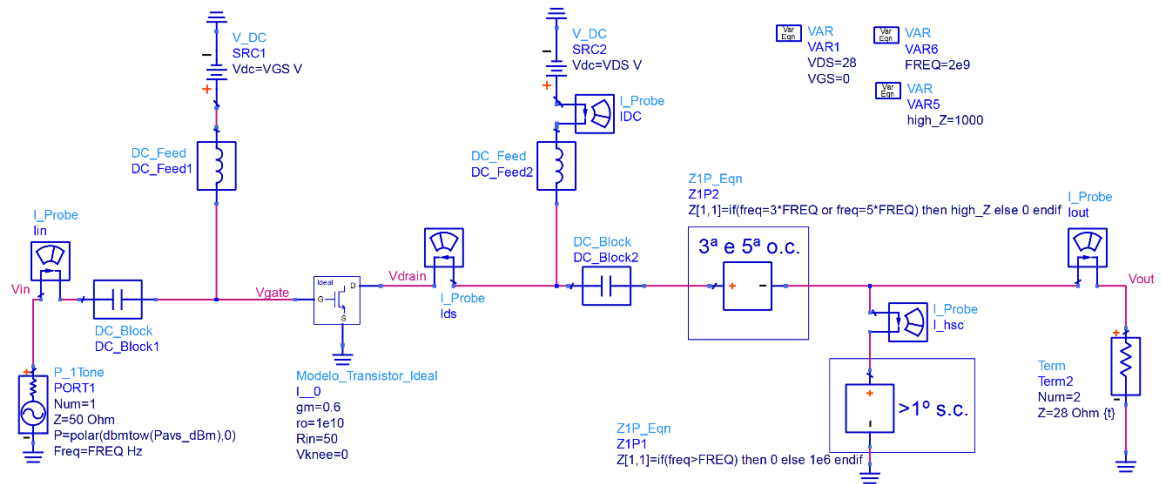


Figura 16- Amplificador Classe F.

Nas figuras que se seguem apresentam-se os resultados da simulação obtidos com este circuito. Como se pode ver, as componentes harmónicas ímpares da corrente de dreno têm uma magnitude muito mais baixa (seria tanto mais baixa quanto mais elevada fosse a impedância high_Z , que se escolheu igual a 1000Ω). Estas foram “transferidas” para a tensão V_{drain} através das impedâncias introduzidas pelo bloco Z1P2. Como esperado, essas harmónicas, originaram uma onda de tensão aproximadamente quadrada, reduzindo a sobreposição das ondas I_{ds} e V_{drain} . Este facto traduz-se naturalmente num aumento da eficiência do amplificador, conseguindo-se, uma eficiência máxima de 93.2%. É interessante notar também que a potência de saída aumentou cerca de 0.7dB comparativamente ao amplificador classe B. Facto que se pode explicar com análise de Fourier de uma onda quadrada. Numa onda quadrada de tensão, a amplitude da componente fundamental é superior à tensão máxima desta. Então, como neste caso a amplitude da componente fundamental da tensão no dreno é a mesma que a da tensão na carga, resulta numa maior potência de saída. De notar que este modelo de transístor é bastante idealizado, com, por exemplo, V_{knee} aproximadamente

nulo. Isto resulta numa compressão do ganho muito “abrupta” conforme se vê na Figura 21, sendo que numa situação mais realística o gráfico do ganho apresentaria uma curvatura mais “suave”. De referir que o valor da impedância high_Z foi escolhido de forma que fosse elevada. No entanto, é possível escolher valores de impedância otimizados por forma a que se obtenha um determinado rácio entre as amplitudes destas harmónicas, levando a dois tipos de resultados distintos, máximo achatamento da onda quadrada, ou máxima eficiência [3]. Tal procedimento não parece oferecer vantagens significativas tendo em conta o foco desta dissertação, e, por isso, optou-se por não seguir essa via.

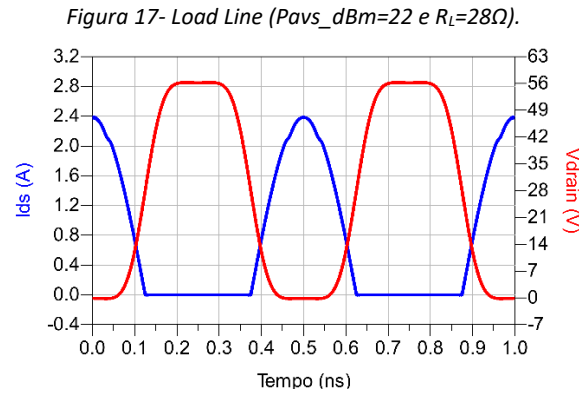
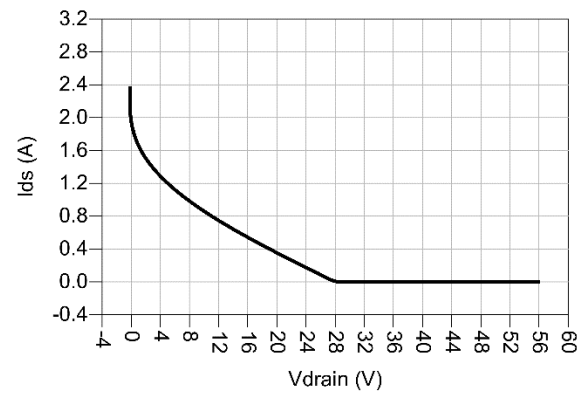


Figura 19- Tensão e Corrente no Dreno (Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).

Tabela 4- Eficiência e Ganho(Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).

Pdc_dBm	Pavs_dBm	Pout_dBm
43.3	22.0	43.0

Ganho_T	Eficiencia	PAE
20.9	93.2	92.5

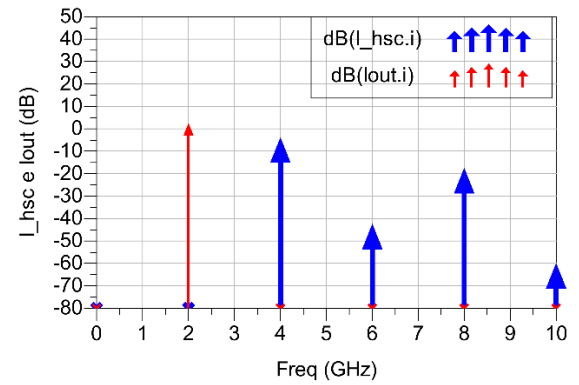


Figura 18- Magnitude de I_{out} e I_{hsc} (Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).

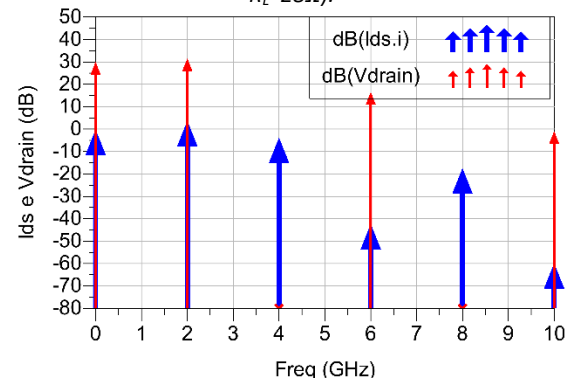


Figura 20- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno (Pavs_dBm=22 e $R_L=28\Omega$).

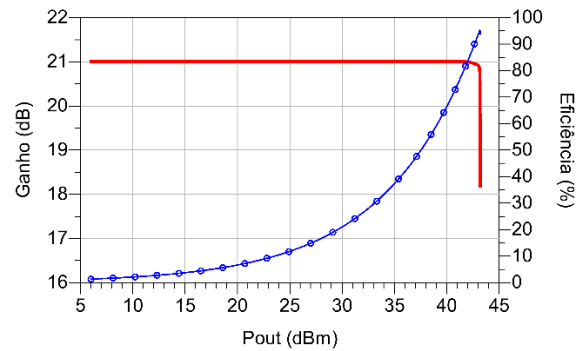


Figura 21- Ganho e Eficiência com sweep de Pavs até 25 dBm

2.1.4 Eficiência e Potência de Saída em Função da Impedância de Carga - Análise LoadPull

Como se verá mais à frente, o Amplificador Outphasing-Chireix pode fazer uso de PA's em Classe F. Estes PA's irão "ver" cargas na sua saída que variam substancialmente em toda a gama dinâmica, pelo que saber desde já como irão "reagir" face às cargas a que estarão sujeitos poderá ajudar a compreender melhor alguns aspetos e desafios que serão encontrados. A Figura 22 apresenta o resultado de uma análise LoadPull feita ao amplificador Classe F da Figura 16. Para isso, a carga de 28Ω foi substituída por uma carga com impedância variável à qual foi feito um "varrimento" do seu valor que "cobre" praticamente toda a carta de Smith.

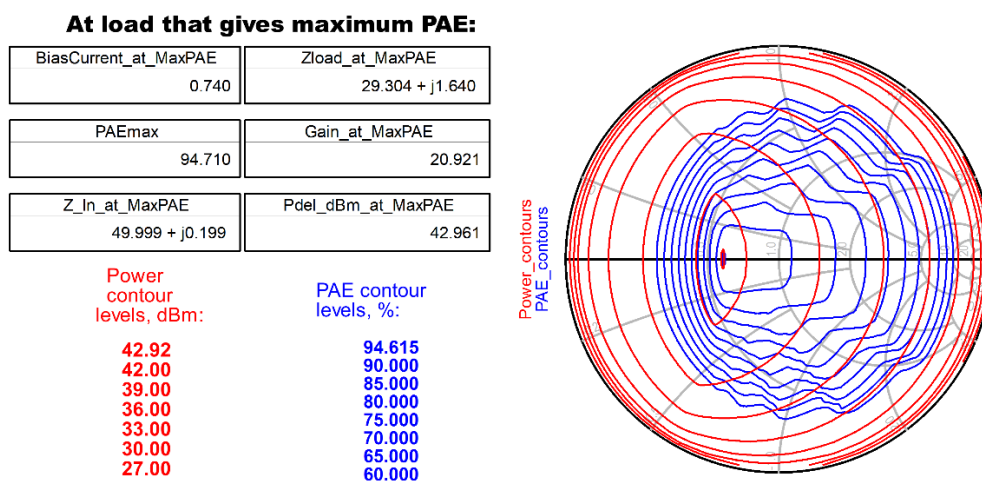


Figura 22- LoadPull Contours- PA Classe F da Figura 16.

Observa-se pelas "LoadPull Contours" que o PA tem máxima PAE e potência de saída com uma carga de aproximadamente 28Ω , tal como se esperava. Vê-se também, claramente, que não podendo ter a carga ótima, o PA "prefere" cargas resistivas e maiores que esta. Importa aqui esclarecer que a análise LoadPull foi feita com potência de entrada (P_{avs}) constante, por forma a simular as condições de um PA classe F numa configuração Outphasing-Chireix. Este facto justifica a redução da PAE para cargas resistivas maiores que a carga ótima. A onda quadrada de tensão no dreno resulta numa amplitude de tensão na carga praticamente constante e independente desta. Já no caso da corrente, um aumento da carga resultará numa corrente mais baixa e também de harmónicas na corrente do dreno. Ora, por exemplo, se a resistência for demasiado elevada, a corrente na carga começa a ser comparável à magnitude das harmónicas na corrente de dreno, o que significa que a potência dissipada no transístor será também comparável à potência na carga e, como se pode deduzir, isso traduz-se numa perda de rendimento. Por outras palavras, o que acontece é que, com o aumento da carga, a corrente de saída cai mais "rapidamente" que a corrente DC fornecida (ou a corrente média do dreno).

A seguir modificou-se o circuito acrescentando uma malha de adaptação da componente fundamental na saída (OMN) conforme se pode ver na Figura 23, no sentido de adaptar o PA a uma carga de 50Ω.

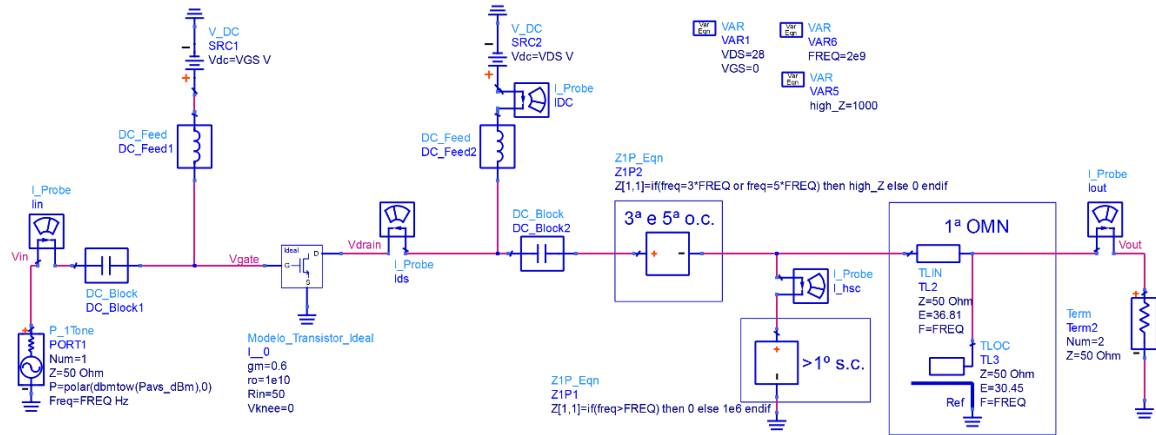


Figura 23- Amplificador Classe F com adaptação da fundamental para 50Ω (OMN).

At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE
0.737	49.932 + j2.605
PAEmax	Gain_at_MaxPAE
94.719	20.903
Z_in_at_MaxPAE	Pdel_dBm_at_MaxPAE
49.999 + j0.199	42.943

Power
contour
levels, dBm:

42.94
42.00
39.00
36.00
33.00
30.00
27.00

PAE contour
levels, %:

94.624
90.000
85.000
80.000
75.000
70.000
65.000
60.000

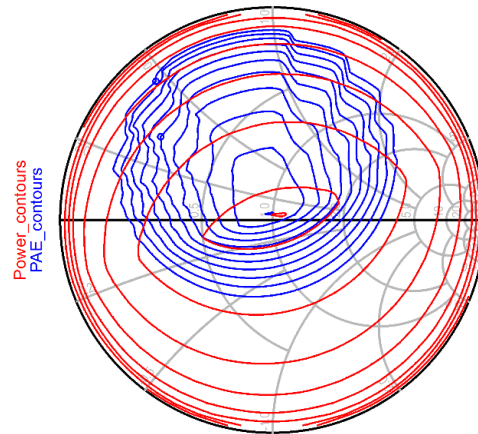


Figura 24- LoadPull Contours PA Classe F com OMN.

Fez-se novamente uma simulação LoadPull e obteve-se o resultado mostrado na Figura 24. Constata-se que agora a eficiência e potência máximas acontecem quando a carga se situa nos 50Ω. O amplificador está neste momento adaptado a cargas de 50Ω. No entanto, vê-se que as LoadPull Contours sofreram uma “espécie” de rotação devido à introdução da OMN. Para “desfazer” essa rotação foi acrescentada uma linha de transmissão conhecida como “offset line” que será melhor justificada mais à frente. O novo circuito com a linha de offset é apresentado na Figura 25.

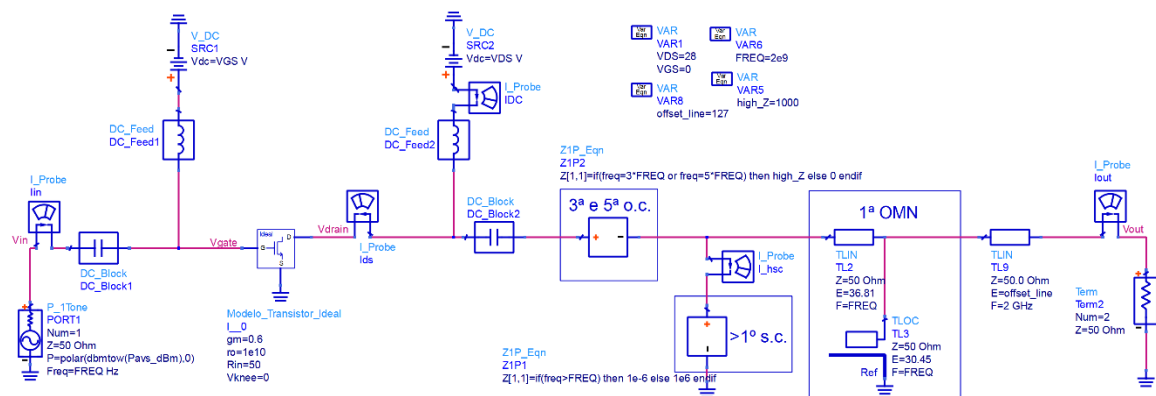


Figura 25- Amplificador Classe F com OMN e Offset Line.

Fez-se novamente uma simulação LoadPull e obteve-se o resultado mostrado na Figura 24. Como se vê agora, e no que diz respeito à eficiência, as cargas “preferidas” situam-se desde o centro da carta de Smith para a direita e o mais próximo possível do eixo horizontal, ou seja, cargas a partir de 50 Ω e reais.

At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE
0.721	53.768 + j1.975
PAEmax	Gain_at_MaxPAE
94.643	20.809
Z_in_at_MaxPAE	Pdel_dBm_at_MaxPAE
49.999 + j0.199	42.849

Power
contour
levels, dBm:

42.92
42.00
39.00
36.00
33.00
30.00
27.00

PAE contour
levels, %:

94.548
90.000
85.000
80.000
75.000
70.000
65.000
60.000

Power contours
PAE contours

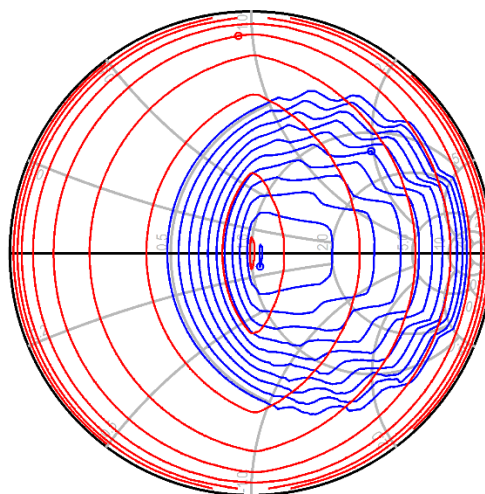


Figura 26- LoadPull Contours PA Classe F com OMN e Offset Line.

2.1.5 Resposta a Cargas Reativas

Para analisar a resposta a cargas reativas, substituiu-se a impedância de carga do circuito da Figura 16 (28 Ω) por uma impedância de carga com a mesma magnitude, mas puramente reativa (j28 Ω), o que resultará como esperado, numa perda de desempenho. Importa então verificá-lo e entender as razões. Nas figuras seguintes são apresentados os resultados da simulação.

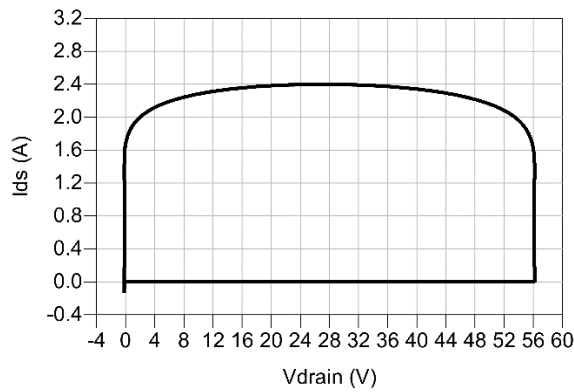


Figura 27- Load Line ($P_{avs_dBm}=22$).

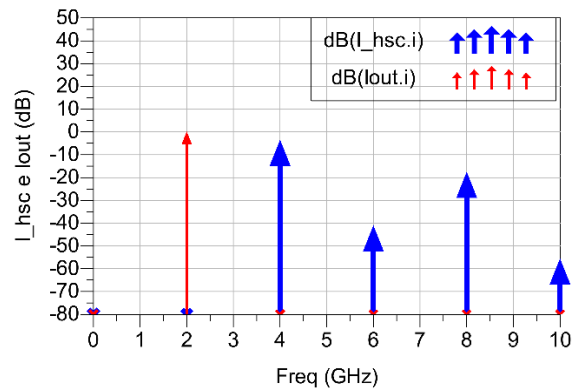


Figura 28- Magnitude de I_{out} e I_{hsc} ($P_{avs_dBm}=22$).

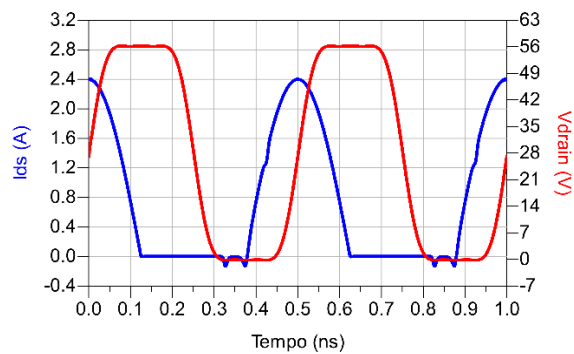


Figura 29- Tensão e Corrente no Dreno ($P_{avs_dBm}=22$).

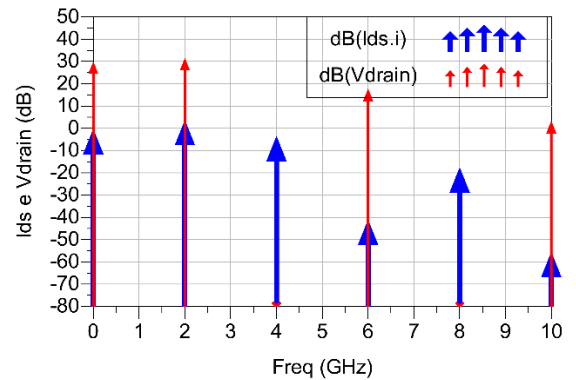


Figura 30- Magnitude da Corrente e Tensão no Dreno ($P_{avs_dBm}=22$).

Tabela 5- Eficiência e Ganho com $P_{avs_dBm}=22$.

Pdc_dBm	Pavs_dBm	Pout_dBm
43.2	22.0	-33.9
Ganho_T	Eficiencia	PAE
-56.0	1.9E-6	-0.8

Analisando as figuras acima conclui-se que temos praticamente a mesma potência DC pedida à fonte de alimentação ($P_{dc_dBm}=43.2$) que no caso com carga puramente real. No entanto, agora é o transistor que irá dissipar toda essa potência dado que a carga não tem parte resistiva, e assim sendo a eficiência é 0%. A tensão V_{drain} tem praticamente a mesma magnitude, contudo sofreu uma deslocação de 90° relativamente à corrente devido à carga puramente reativa, o que levou a uma maior sobreposição das ondas de tensão e corrente no dreno e a consequente maior dissipação no transistor. Este estudo foi um tanto extremo, sendo uma carga puramente reativa um caso limite, contudo mais fácil de perceber o impacto provocado por cargas de natureza reativa. No entanto, poderá ser intuitivo, agora, imaginar uma situação intermédia em que a carga seja complexa.

2.1.6 Tensão de Saída em Função da Impedância de Carga – Fonte de Tensão Ideal

Uma fonte de tensão ideal mantém nos seus terminais uma tensão constante independentemente da carga a que está sujeita. O próximo teste mostrará que um Amplificador Classe F pode ser aproximado a uma fonte de tensão ideal se determinadas condições se verificarem. Utilizando o circuito da Figura 25, fez-se um varrimento da impedância de carga (puramente resistiva) de 0 a 1000 Ω . De seguida foi feito outro varrimento desta vez na reactância, mantendo a parte resistiva constante e igual a 50 Ω . Os resultados obtidos foram os seguintes. Note-se também que o teste foi feito com potência na entrada constante ($P_{avs}=22\text{dBm}$).

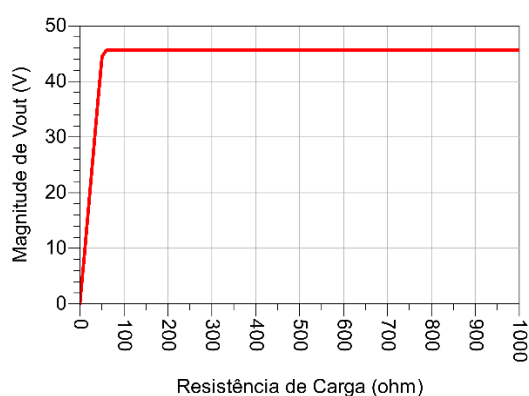


Figura 31- V_{out} (sweep da resistência; reactância nula).

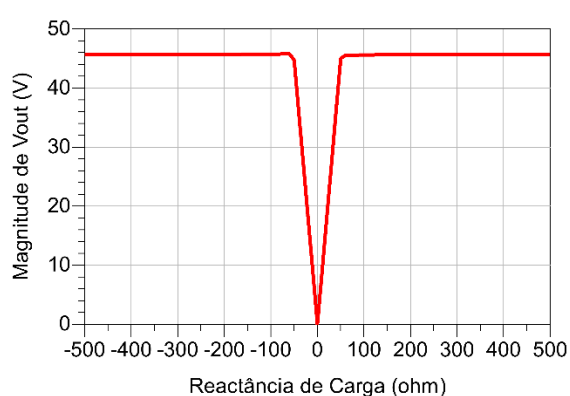


Figura 32- V_{out} (sweep da reactância; resistência nula)

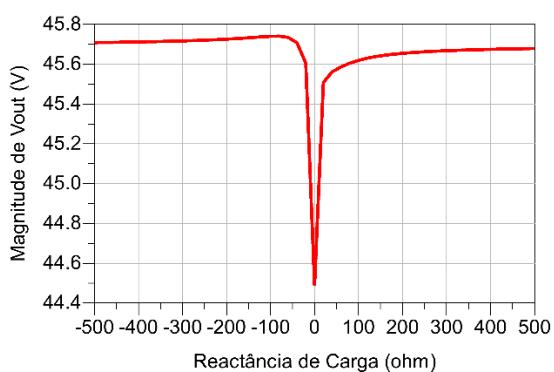


Figura 33- V_{out} (sweep da reactância; resistência 50 Ω).

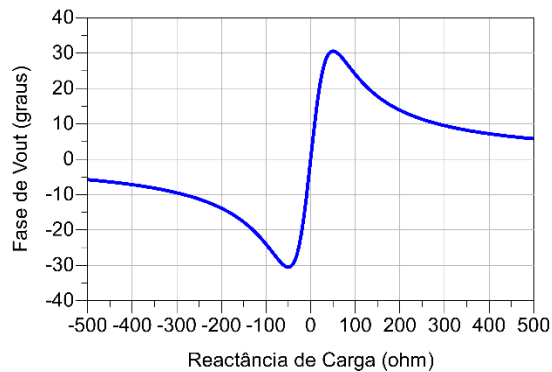


Figura 34- Fase de V_{out} (sweep da reactância; resistência 50 Ω).

Os resultados mostram que se a impedância tiver magnitude maior ou igual a 50 Ω o amplificador classe F pode ser aproximado a uma fonte de tensão ideal, dado que nestas condições a amplitude da tensão de saída é “praticamente” constante, ou seja, o seu valor não depende da carga. De certa forma já seria espetável que, por exemplo, (no caso com reactância nula) se a resistência fosse menor que 50 Ω significaria que a reta de carga (no gráfico $I_{ds}(V_{drain})$) teria um declive maior, o que resultaria numa excursão mais curta da tensão de dreno e consequentemente uma menor amplitude de tensão na saída deixando de ter um comportamento

de fonte de tensão ideal. Apesar da aproximação a uma fonte de tensão ideal no que à amplitude da tensão diz respeito, verifica-se que a fase do sinal de saída V_{out} apresenta uma dependência com a reatância de carga. Esta dependência na fase, de certa forma espectável numa carga que não seja puramente real, torna-se importante de mencionar dado que esta irá causar problemas de linearidade no amplificador Outphasing-Chireix como se verá mais à frente.

Os vários testes levados a cabo para o Amplificador Classe F permitem agora um melhor entendimento das suas propriedades e limitações, e será útil principalmente quando for abordado o Amplificador Outphasing-Chireix.

2.2 Outphasing

Os Amplificadores de Potência Outphasing baseiam-se fundamentalmente na técnica com o mesmo nome-Outphasing. Em primeiro lugar será abordado o conceito ou a técnica Outphasing e posteriormente os amplificadores baseados nesta e suas variantes.

2.2.1 O Conceito de modulação Outphasing

O conceito da modulação Outphasing baseia-se na seguinte identidade trigonométrica,

$$\cos(\theta)\cos(\phi) = \frac{1}{2}(\cos(\theta + \phi) + \cos(\theta - \phi)) \quad (2.1)$$

e consiste em transformar um sinal modulado em amplitude na soma de dois sinais modulados em fase.

Considerando os seguintes sinais,

$$S_{in}(t) = A(t) \cos(\omega t) \quad (2.2)$$

$$S_1(t) = K \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.3)$$

$$S_2(t) = K \cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.4)$$

Igualando (2.2) à soma das equações (2.3) e (2.4) resulta em,

$$S_{in}(t) = S_1(t) + S_2(t) \quad (2.5)$$

$$A(t)\cos(\omega t) = K\cos(\omega t + \phi(t)) + K\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.6)$$

$$\cos(\omega t)A(t) = K(\cos(\omega t + \phi(t)) + \cos(\omega t - \phi(t))) \quad (2.7)$$

Comparando diretamente as equações (2.1) e (2.7) vemos que as seguintes relações terão de se verificar,

$$A(t) = \cos(\phi(t)) \quad (2.8)$$

$$K = \frac{1}{2} \quad (2.9)$$

A função $\cos(\phi)$ está limitada ao intervalo $[-1,1]$, no entanto $A(t)$, sendo a amplitude do sinal de entrada, não é limitada a esse intervalo e poderá assumir valores maiores que 1, o que obriga a que a equação (2.7) tenha de ser normalizada por $A_{m\acute{a}x}$, ou seja, pela máxima amplitude do sinal de entrada $S_{in}(t)$. Resultando em,

$$\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}} = \cos(\phi(t)) \quad (2.10)$$

$$\frac{K}{A_{m\acute{a}x}} = \frac{1}{2} \quad (2.11)$$

e, portanto,

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right) \quad (2.12)$$

$$K = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \quad (2.13)$$

Fica assim demonstrado que é possível converter um sinal modulado em amplitude ($S_{in}(t)$) na soma de dois sinais modulados em fase ($S_1(t)$ e $S_2(t)$) com amplitudes constantes e iguais a metade da amplitude máxima do sinal original.

Para não complicar desnecessariamente a demonstração assumiu-se que o sinal original $S_{in}(t)$ tinha fase nula, no entanto poderia ser substituído nas equações acima (wt) por $(wt + \theta)$, sendo θ a fase do sinal original, e as conclusões seriam as mesmas.

O conceito Outphasing poderá também ser entendido com o auxílio de um diagrama vetorial como o da Figura 35. Um vetor pode ser decomposto na soma de dois vetores com amplitudes constantes e fases simétricas em relação à fase do vetor original, sendo que a magnitude dessas fases depende da amplitude do vetor original e pode variar entre 0° e 90° . Estes vetores podem naturalmente representar os sinais $S_1(t)$, $S_2(t)$ e o sinal original $S_{in}(t)$.

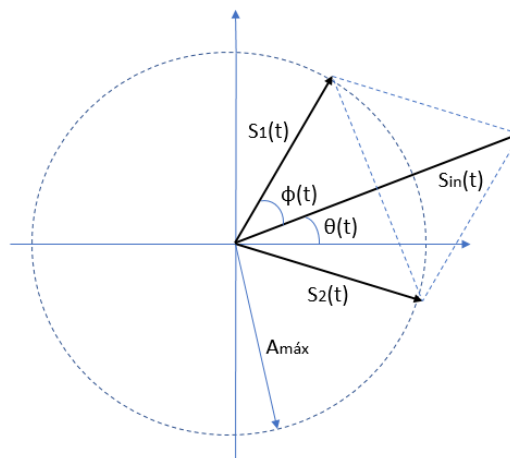


Figura 35- Representação Vetorial dos sinais.

Quando os vetores $S_1(t)$ e $S_2(t)$ estiverem em fase, ou seja, quando o ângulo ϕ for 0° , significa que a amplitude de $S_{in}(t)$ é máxima e igual a $2A_{m\acute{a}x}$. Por outro lado, quando ϕ for 90° , os dois sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ estarão em oposição de fase e, portanto, $S_{in}(t) = 0$.

Repare-se que, por observação do diagrama vetorial, a fase θ do sinal original $S_{in}(t)$ tem de estar contida nos sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$. Doutra forma não se conseguiria obter a decomposição acima descrita. Isto significa que a deslocação dos vetores $S_1(t)$ e $S_2(t)$ de um ângulo Outphasing ϕ terá de iniciar-se a partir do ângulo θ e não de 0° .

2.2.2 Amplificador Outphasing

Na Figura 36 é apresentado um diagrama de blocos de um Amplificador Outphasing. Uma vez que os sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ são modulados em fase e têm amplitude constante é possível o uso de amplificadores não lineares e altamente eficientes como o Classe F.

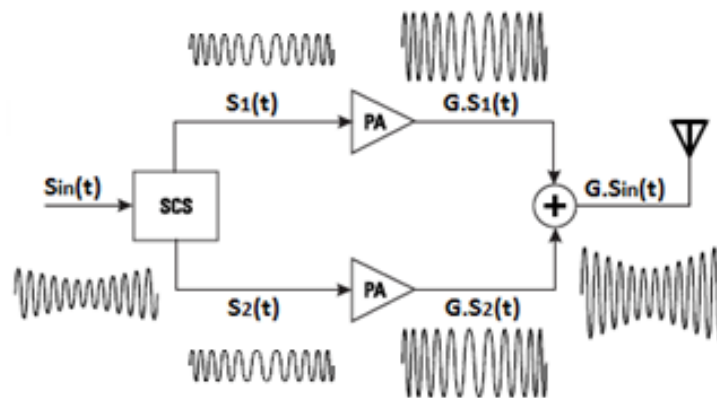


Figura 36- Diagrama de blocos de um amplificador Outphasing, alterado de [4] .

Basicamente o bloco SCS (Signal Component Separator) da figura “faz metade” do processo Outphasing, ou seja, converte um sinal modulado em amplitude (e fase) em dois sinais com amplitude constante e fase diferencial variável. Os PA’s simplesmente amplificam estes sinais “dando-lhes” um ganho G. A segunda parte do processo Outphasing cabe ao combinador de potência na saída, ou seja, o bloco de soma dos sinais, obtendo-se assim, na saída, uma réplica amplificada do sinal de entrada. Este combinador poderia ser por exemplo o “Wilkinson Combiner” representado na Figura 37.

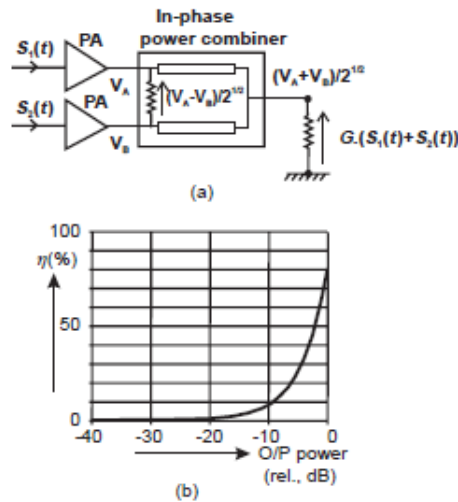


Figura 37- a) Amplificador Outphasing com combinador Wilkinson. b) Eficiência em backoff. Retirado de [1].

Nesta configuração os PA's "veem" sempre a mesma carga (tipicamente 50Ω) independentemente da modulação Outphasing. Isto significa que estão sempre a debitar a mesma potência. Contudo, a potência do sinal na saída não é constante, na verdade é proporcional ao sinal de entrada, como deveria, pelo que grande parte da potência que não for transferida para a carga irá ser dissipada na resistência do Wilkinson Combiner. Isto traduz-se, naturalmente, numa redução significativa da eficiência global. Ainda assim existem algumas vantagens, por exemplo, cada PA funcionará sempre com rendimento elevado uma vez que os transístores estarão sempre saturados e a carga é puramente resistiva (caso contrário poderia haver desfasamento entre a tensão e corrente conforme se viu anteriormente quando se discutiu o amplificador Classe F e, portanto, maior dissipação no transístor). De referir também que em vez de a potência ser dissipada na resistência do Wilkinson Combiner poderia ser reaproveitada sendo retificada e reconduzida de novo ao circuito como forma de alimentação DC [1]. Este circuito talvez seja bastante interessante quando se pretenda um amplificador linear em que os transístores não dissipem muita potência, ou, por outras palavras, que não aqueçam muito, deixando que a baixa eficiência tenha impacto somente na resistência do Wilkinson Combiner. O próximo tipo de amplificador Outphasing a ser apresentado veio no sentido de melhorar a eficiência global, contudo à custa de maior dissipação de potência nos transístores, como se verá.

2.2.3 Amplificador Outphasing-Chireix

O amplificador Outphasing-Chireix foi inventado por Henri Chireix no início dos anos 30 [5]. Numa altura em que os combinadores de potência eram projetados no sentido de garantirem isolamento entre portos, Chireix pensou em "sentido contrário", ao ter a ideia de desenhar um amplificador Outphasing com um combinador de potência que não teria isolamento entre portos e, portanto, cada PA passaria a ser uma carga ativa modulada pelo outro (modulação de carga).

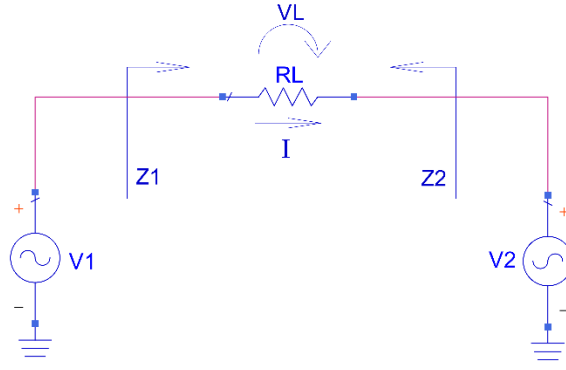


Figura 38- Modelo ideal Outphasing-Chireix.

A configuração proposta por Chireix pode ser explicada utilizando o circuito da Figura 38. Suponha-se que as fontes de tensão ideais do circuito representam as saídas de dois PA's Classe F com ganho de tensão G . Suponha-se também que um sinal de entrada $S_{in}(t)$ é decomposto em dois sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ segundo a técnica de modulação Outphasing. O sinal $S_1(t)$ é aplicado diretamente na entrada de um dos PA's e, $S_2(t)$ multiplicado por (-1) antes de ser aplicado ao outro PA. Teremos então que,

$$S_{in}(t) = A(t)\cos(\omega t) \quad (2.14)$$

$$S_1(t) = K\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.15)$$

$$S_2(t) = K\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.16)$$

$$V_1(t) = GS_1(t) = GK\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.17)$$

$$V_2(t) = -GS_2(t) = -GK\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.18)$$

em que, como se viu anteriormente,

$$K = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \quad (2.19)$$

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right) \quad (2.20)$$

a tensão de saída é dada por,

$$V_L = V_1(t) - V_2(t) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} \left(\cos(\omega t + \phi(t)) + \cos(\omega t - \phi(t)) \right) \quad (2.21)$$

usando agora a identidade trigonométrica da equação (2.1) no sentido inverso tem-se que,

$$V_L = GA_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) \cos(\phi(t)) = GA_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) \cos\left(\arccos\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right)\right) \quad (2.22)$$

$$= GA(t)\cos(\omega t) \quad (2.23)$$

Verifica-se, portanto, que o sinal de saída é uma versão amplificada do sinal de entrada. No entanto, até agora só foi demonstrado que o processo Outphasing aplicado ao circuito acima “funciona”, garantindo um

amplificador linear. Agora importa mostrar a modulação de carga ativa proposta por Chireix e, para isso, será calculada a impedância vista de cada fonte de tensão. Para simplificar os cálculos serão usados fasores. As tensões,

$$V_1(t) = GK \cos(wt + \phi(t)) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} \cos(wt + \phi(t)) \quad (2.24)$$

$$V_2(t) = -GK \cos(wt - \phi(t)) = -\frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} \cos(wt - \phi(t)) \quad (2.25)$$

$$V_L(t) = GA(t) \cos(wt) = GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi(t)) \cos(wt) \quad (2.26)$$

têm como fasores,

$$V_1 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} e^{j\phi} \quad (2.27)$$

$$V_2 = -\frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} e^{-j\phi} \quad (2.28)$$

$$V_L = GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) \quad (2.29)$$

As impedâncias vistas de cada fonte de tensão são,

$$Z_1 = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{\frac{V_L}{R_L}} = \frac{R_L}{2} \frac{e^{j\phi}}{\cos(\phi)} = \frac{R_L}{2} \left(\frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi)} + j \frac{\sin(\phi)}{\cos(\phi)} \right) = \frac{R_L}{2} (1 + j \tan(\phi)) \quad (2.30)$$

$$Z_2 = \frac{V_2}{-I} = \frac{V_2}{-\frac{V_L}{R_L}} = \frac{R_L}{2} \frac{e^{-j\phi}}{\cos(\phi)} = \frac{R_L}{2} \left(\frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi)} - j \frac{\sin(\phi)}{\cos(\phi)} \right) = \frac{R_L}{2} (1 - j \tan(\phi)) \quad (2.31)$$

Como se pode ver, cada impedância varia com o ângulo Outphasing ϕ , sendo puramente real para $\phi = 0^\circ$ e predominantemente reativa (indutiva no caso de Z_1 e capacitiva no caso de Z_2) para $\phi = 90^\circ$. Foi visto anteriormente que cargas reativas não são “desejáveis” para o PA uma vez que diminui a sua eficiência. Chireix propôs uma forma de ultrapassar, parcialmente, este obstáculo e para isso usou reatâncias de compensação por forma a anular a referida componente reativa causada pela modulação de carga, como está ilustrado na Figura 39.

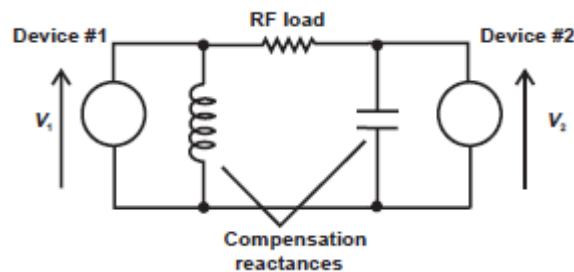


Figura 39- a) Circuito Outphasing Chireix com reatâncias de compensação, retirado de [1].

Contudo essas reactâncias de compensação, sendo constantes, só poderão anular a componente reativa para um ângulo ϕ pré-determinado. Com este combinador compensado, consegue-se uma eficiência bastante melhorada em backoff. Uma análise mais aprofundada sobre a modulação de carga e compensação de reatância nos Amplificadores Outphasing-Chireix será apresentada mais à frente.

2.2.4 Amplificador Outphasing-Chireix com Linhas de Transmissão

Raab [6], propôs uma forma de converter a saída em modo diferencial do circuito da Figura 38 numa saída single-ended. Para ser possível a soma dos sinais provenientes das fontes de tensão, estas serão primeiro transformadas em fontes de corrente. Para isso, serão usadas linhas de transmissão $\lambda/4$, conhecidas também por transformadores de impedância. Estas transformam a impedância nula (característica de uma fonte de tensão ideal) em uma impedância infinita (característica de uma fonte de corrente ideal). Na Figura 40 é apresentado o circuito para se analisar o combinador Chireix.

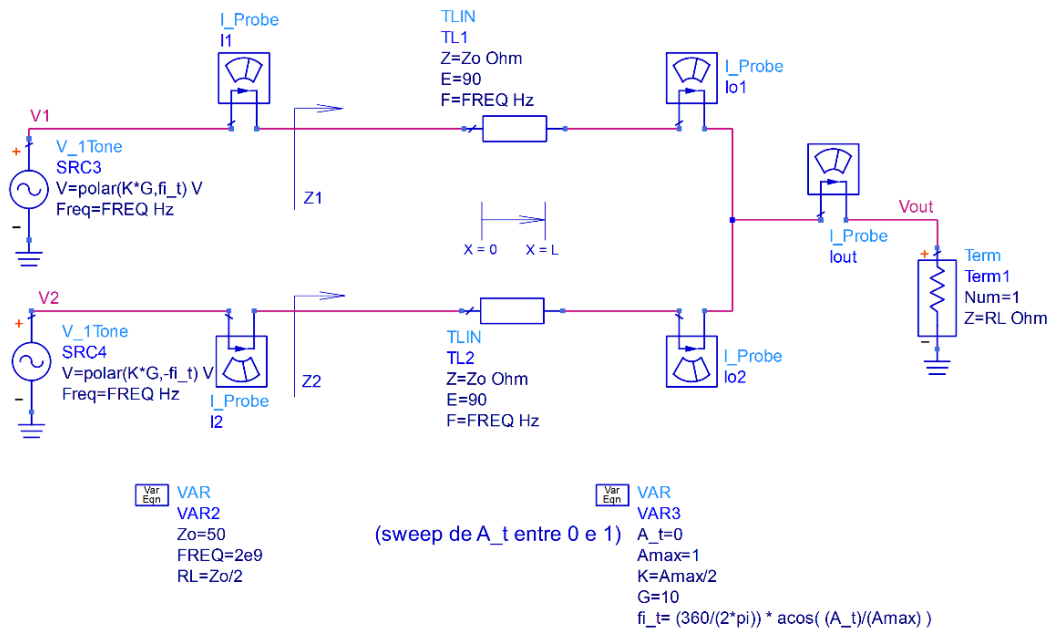


Figura 40- Outphasing-Chireix com linhas de transmissão (saída single-ended).

As variáveis e parâmetros usados no circuito adotam uma nomenclatura o mais próxima possível daquela que tem sido usada (e que continuará a ser) nos cálculos, no sentido de se conseguir alguma coerência, facilidade de interpretação e comparação. Por exemplo, a variável A_t no ADS é equivalente a $A(t)$ nos cálculos e representa a amplitude do sinal de entrada $S_{in}(t)$. À semelhança do que foi feito para o circuito diferencial, também neste caso se começará por verificar a relação entre o sinal de entrada $S_{in}(t)$ e o sinal de saída $V_{out}(t)$ no sentido de se provar a linearidade. Assume-se novamente que, usando modulação Outphasing, o sinal $S_{in}(t)$ é convertido em dois sinais, $S_1(t)$ e $S_2(t)$. As fontes de tensão ideais $V_1(t)$ e $V_2(t)$ representam as saídas de dois PA's altamente não lineares com ganhos de tensão G , por exemplo dois amplificadores Classe F. Temos então que,

$$S_{in}(t) = A(t)\cos(\omega t) \quad (2.32)$$

$$S_1(t) = K\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.33)$$

$$S_2(t) = K\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.34)$$

$$K = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \quad (2.35)$$

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right) \quad (2.36)$$

$$V_1(t) = GS_1(t) = GK\cos(\omega t + \phi(t)) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.37)$$

$$V_2(t) = GS_2(t) = GK\cos(\omega t - \phi(t)) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.38)$$

com fasores,

$$\mathbf{V}_1 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{j\phi} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{V}_2 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{-j\phi} \quad (2.40)$$

em que,

$$V_{out}(t) = R_L I_{out}(t) \quad (2.41)$$

$$I_{out}(t) = I_{o1}(t) + I_{o2}(t) \quad (2.42)$$

A teoria de linhas de transmiss\~ao afirma que a tens\~ao e corrente ao longo de uma linha de transmiss\~ao \u00e9 dada por,

$$\mathbf{V}(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{I}(x) = \frac{Ae^{-j\beta x}}{Z_o} - \frac{Be^{j\beta x}}{Z_o} \quad (2.44)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.45)$$

Em que β \u00e9 a constante de propaga\~ao, e as constantes A e B s\~ao, em geral, complexas [7].

Usando as condi\~oes fronteira das tens\~oes na entrada (em $x = 0$) e das correntes na sa\u00edda (em $x = L$) tem-se que,

$$\mathbf{V}_1(0) = A_1 e^{-j\beta 0} + B_1 e^{j\beta 0} = A_1 + B_1 = \mathbf{V}_1 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{j\phi} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{V}_2(0) = A_2 e^{-j\beta 0} + B_2 e^{j\beta 0} = A_2 + B_2 = \mathbf{V}_2 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{-j\phi} \quad (2.47)$$

$$I_{o1} = I_1(L) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} - B_1 e^{j\frac{\pi}{2}}) = \frac{1}{Z_0} (-jA_1 - jB_1) = -\frac{j}{Z_0} (A_1 + B_1) \quad (2.48)$$

$$I_{o2} = I_2(L) = \frac{1}{Z_0} (A_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} - B_2 e^{j\frac{\pi}{2}}) = \frac{1}{Z_0} (-jA_2 - jB_2) = -\frac{j}{Z_0} (A_2 + B_2) \quad (2.49)$$

Portanto, a corrente e tensão de saída serão,

$$I_{out} = I_{o1} + I_{o2} = -\frac{j}{Z_0} (A_1 + B_1 + A_2 + B_2) \quad (2.50)$$

$$V_{out} = R_L I_{out} = -j \frac{R_L}{Z_0} \left(\frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} e^{j\phi} + \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2} e^{-j\phi} \right) = \frac{R_L}{Z_0} GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (2.51)$$

Voltando ao domínio do tempo tem-se que,

$$V_{out}(t) = Re\{V_{out} e^{j\omega t}\} = Re\left\{ \frac{R_L}{Z_0} GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) e^{-j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} \right\} \quad (2.52)$$

$$= Re\left\{ \frac{R_L}{Z_0} GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) \left(\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right) \right\} \quad (2.53)$$

$$= \frac{R_L}{Z_0} GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{R_L}{Z_0} GA(t) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.54)$$

Portanto, confirma-se então que $V_{out}(t)$ é uma replica do sinal de entrada com um fator de escala $\frac{R_L}{Z_0} G$ e um atraso de fase $\frac{\pi}{2}$ imposto pelas linhas de transmissão. Importa agora saber qual a impedância vista de cada fonte de tensão.

$$Z_1 = Z_1(0) = \frac{V_1(0)}{I_1(0)} = Z_0 \frac{V_1}{A_1 e^{-j\beta 0} - B_1 e^{j\beta 0}} = Z_0 \frac{V_1}{A_1 - B_1} \quad (2.55)$$

$$Z_2 = Z_2(0) = \frac{V_2(0)}{I_2(0)} = Z_0 \frac{V_2}{A_2 e^{-j\beta 0} - B_2 e^{j\beta 0}} = Z_0 \frac{V_2}{A_2 - B_2} \quad (2.56)$$

Para encontrar o valor de $(A_1 - B_1)$ e $(A_2 - B_2)$ serão usadas as condições fronteira da tensão para $x = L$

$$V_1(L) = A_1 e^{-j\beta L} + B_1 e^{j\beta L} = A_1 e^{-j\beta \frac{\pi}{2}} + B_1 e^{j\beta \frac{\pi}{2}} = -jA_1 + jB_1 = j(B_1 - A_1) \quad (2.57)$$

$$V_2(L) = A_2 e^{-j\beta L} + B_2 e^{j\beta L} = A_2 e^{-j\beta \frac{\pi}{2}} + B_2 e^{j\beta \frac{\pi}{2}} = -jA_2 + jB_2 = j(B_2 - A_2) \quad (2.58)$$

$$V_{out} = V_1(L) = V_2(L) = j(B_1 - A_1) = j(B_2 - A_2) \quad (2.59)$$

$$(B_1 - A_1) = (B_2 - A_2) = -jV_{out} \quad (2.60)$$

$$(A_1 - B_1) = (A_2 - B_2) = jV_{out} = \frac{R_L}{Z_0} GA_{m\acute{a}x} \cos(\phi) \quad (2.61)$$

E, portanto, tem-se que,

$$Z_1 = Z_0 \frac{V_1}{(A_1 - B_1)} = \frac{Z_0^2}{2R_L} \left(\frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi)} + \frac{j\sin(\phi)}{\cos(\phi)} \right) = \frac{Z_0^2}{2R_L} (1 + j\tan(\phi)) \quad (2.62)$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{V_2}{(A_2 - B_2)} = \frac{Z_0^2}{2R_L} \left(\frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi)} - \frac{j\sin(\phi)}{\cos(\phi)} \right) = \frac{Z_0^2}{2R_L} (1 - j\tan(\phi)) \quad (2.63)$$

Resulta então que a impedância vista de cada fonte de tensão é composta por uma parte real constante e uma parte imaginária que depende de ϕ , em que esta é infinita para $\phi = 90^\circ$ e se anula para $\phi = 0^\circ$.

Foi feita uma simulação do circuito da Figura 40, onde se fez um varrimento da variável $A(t)$ (A_t no ADS) de 0 a 1 representando a variação da amplitude de um hipotético sinal de entrada $S_{in}(t)$ que deu origem aos parâmetros das fontes de tensão. Os resultados dessa simulação poderão ser vistos nas figuras seguintes.

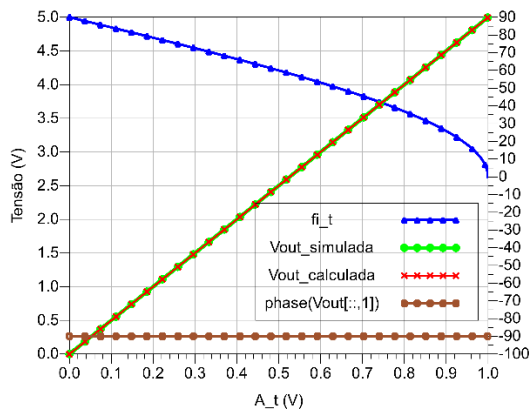


Figura 41- Tensão e fase na saída.

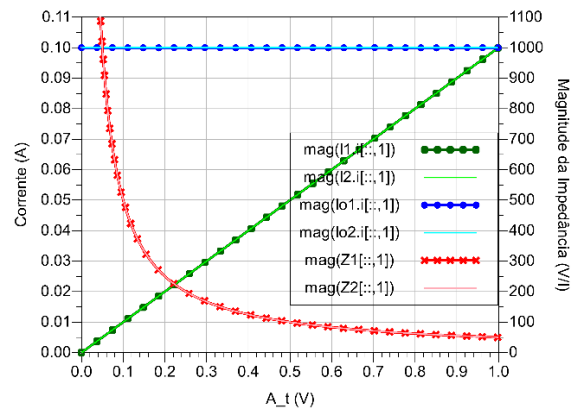


Figura 42- Corrente e magnitude da Impedância.

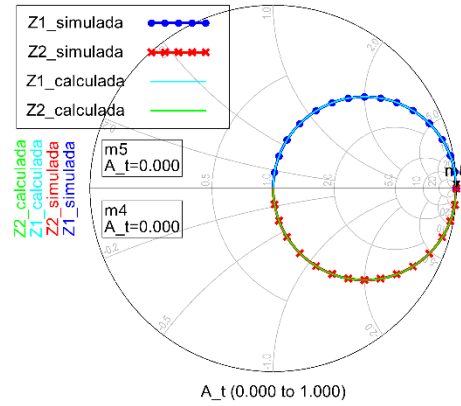


Figura 43- Impedâncias Z_1 e Z_2 .

Importa referir que a resistência de carga usada tem o valor de $\frac{Z_0}{2} = 25\Omega$ e foi escolhida adequadamente por forma a que quando forem usados PA's em vez de fontes de tensão estes vejam uma impedância de 50Ω quando $A(t) = 1$. É interessante observar, nas figuras acima, que as correntes I_{o1} e I_{o2} têm amplitude constante, o que imediatamente sugere e comprova que, no plano $x = L$, temos de facto um comportamento de fonte de corrente ideal, tal como se pretendia.

2.2.5 Amplificador Outphasing-Chireix com Compensação

No amplificador Outphasing-Chireix sem compensação, a parte imaginária da impedância vista de cada PA varia de zero a infinito e a parte real é constante. Como dito anteriormente, Chireix propôs uma forma de anular parcialmente essa componente imaginária, introduzindo uma susceptância em paralelo à entrada de cada ramo do combinador. Este passo, foi crucial para obter a tão desejada eficiência em backoff. Apresenta-se na Figura 44 o circuito usado para analisar o amplificador Outphasing-Chireix com compensação.

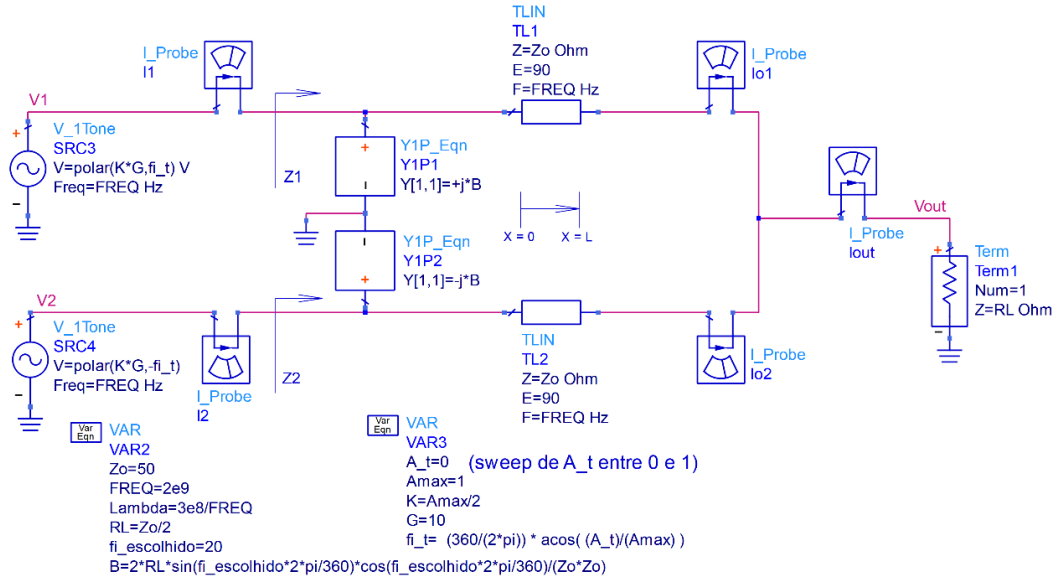


Figura 44- Outphasing-Chireix com compensação de reatância.

Uma vez que as fontes de tensão ideais continuam a impor a mesma tensão no plano $x = 0$, as condições fronteira no cálculo das tensões nas linhas de transmissão são as mesmas. Por essa razão, os cálculos de V_{out} em função do sinal de entrada não sofrem alterações em relação ao caso não compensado. No entanto, as susceptâncias introduzidas irão provocar alterações na corrente à saída de cada fonte, uma vez que as impedâncias Z_1 e Z_2 já não serão as mesmas. Assim sendo, o interesse agora é determinar o valor dessas impedâncias (ou admitâncias), assim como determinar o valor da susceptância B que anule a componente reativa de Z_1 e Z_2 para um determinado ângulo. Usando o resultado obtido no caso sem compensação e somando as susceptâncias que estão em paralelo resulta em,

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{2R_L \cos^2(\phi)}{Z_0^2} + j \left(B - \frac{2R_L \sin(\phi) \cos(\phi)}{Z_0^2} \right) \quad (2.64)$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{2R_L \cos^2(\phi)}{Z_0^2} - j \left(B - \frac{2R_L \sin(\phi) \cos(\phi)}{Z_0^2} \right) \quad (2.65)$$

De onde se extrai o valor de B em função de ϕ que anula a parte imaginária,

$$B(\phi) = \frac{2R_L \sin(\phi) \cos(\phi)}{Z_0^2} \quad (2.66)$$

Na Figura 46 é apresentado o gráfico da função $B(\phi)$. Por exemplo, se for pretendido anular a parte imaginária para $\phi = 20^\circ$ basta usar $B \approx 6.4 \text{ mS}$ e a parte imaginária será anulada, não só em $\phi = 20^\circ$ mas também em $\phi = 70^\circ$. À exceção de $B=10 \text{ mS}$ em que a parte imaginária só será anulada para $\phi = 45^\circ$, cada valor de B do intervalo $[0, 0.01]$ anulará a componente reativa das impedâncias em pares de ângulos ϕ , ou seja, em $\phi = x^\circ$ e em $\phi = (90 - x)^\circ$, em que x estará compreendido no intervalo $[0,45]$.

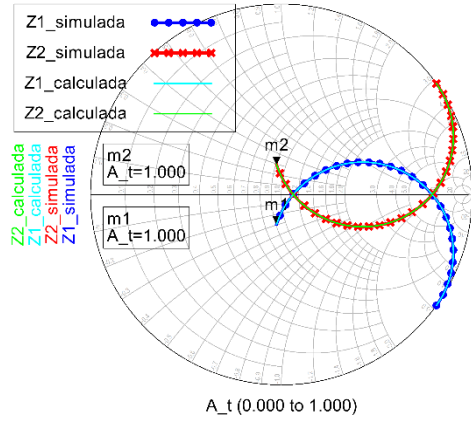


Figura 45- Z_1 e Z_2 ($B(\phi = 20^\circ)$).

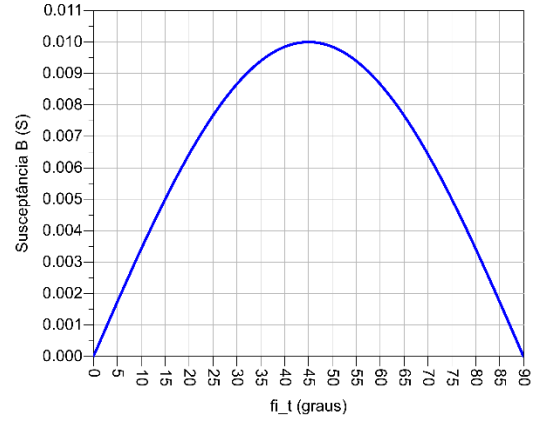


Figura 46- Susceptância B , em função de ϕ .

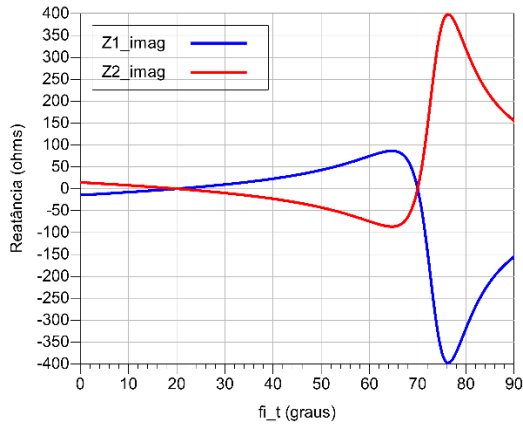


Figura 47- Reatância($B(\phi = 20^\circ)$).

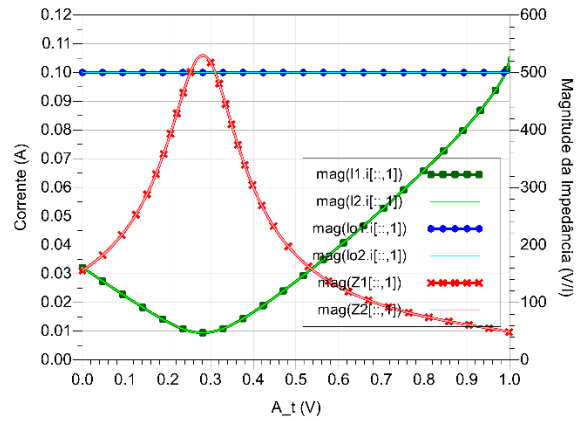


Figura 48- Corrente e Impedância($B(\phi = 20^\circ)$).

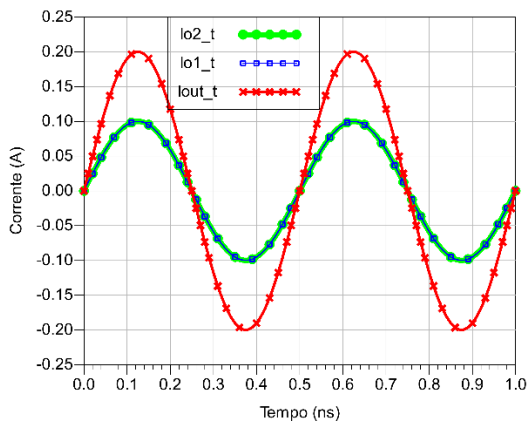


Figura 49- Correntes para $A(t) = 1$ ($B(\phi = 20^\circ)$).

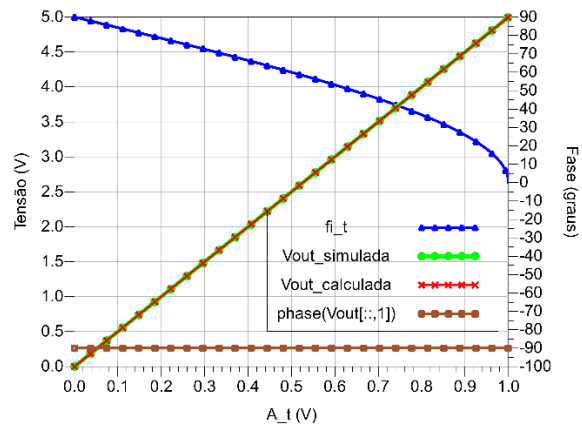


Figura 50- Tensão e fase na saída($B(\phi = 20^\circ)$).

Analisando as figuras acima vê-se que a saída varia linearmente com a entrada tal como se previa. Observa-se também que para $A(t) = A_{máx} = 1$ ($\phi = 0^\circ$) as impedâncias vistas de cada PA já não serão puramente resistivas e igual a 50Ω , mas terão uma resistência menor e com parte imaginária, pelo que esse facto terá certamente consequências (não muito significativas) no que diz respeito à eficiência quando o sinal de entrada for máximo. No entanto, o facto de agora existir dois valores de ϕ onde a impedância será puramente real garantirá um melhor rendimento do amplificador.

2.2.6 Amplificador Outphasing-Chireix com Combinador Assimétrico

O combinador assimétrico permite que a compensação de reatância seja feita de um modo muito mais prático, bastando para isso alterar o comprimento das linhas de transmissão, aumentando uma e diminuindo a outra, de um comprimento igual, provocando uma assimetria no combinador. Apresenta-se na Figura 51 o circuito usado para analisar o amplificador Outphasing-Chireix com compensação por combinador assimétrico. Note-se que o parâmetro C_e , que define o “comprimento elétrico” em graus do acréscimo/decrécimo das linhas de transmissão, é fisicamente restringido ao intervalo $[0, \frac{\lambda}{4}]$, mas que na verdade só será útil de $[0, \frac{\lambda}{8}]$ conforme se verá.

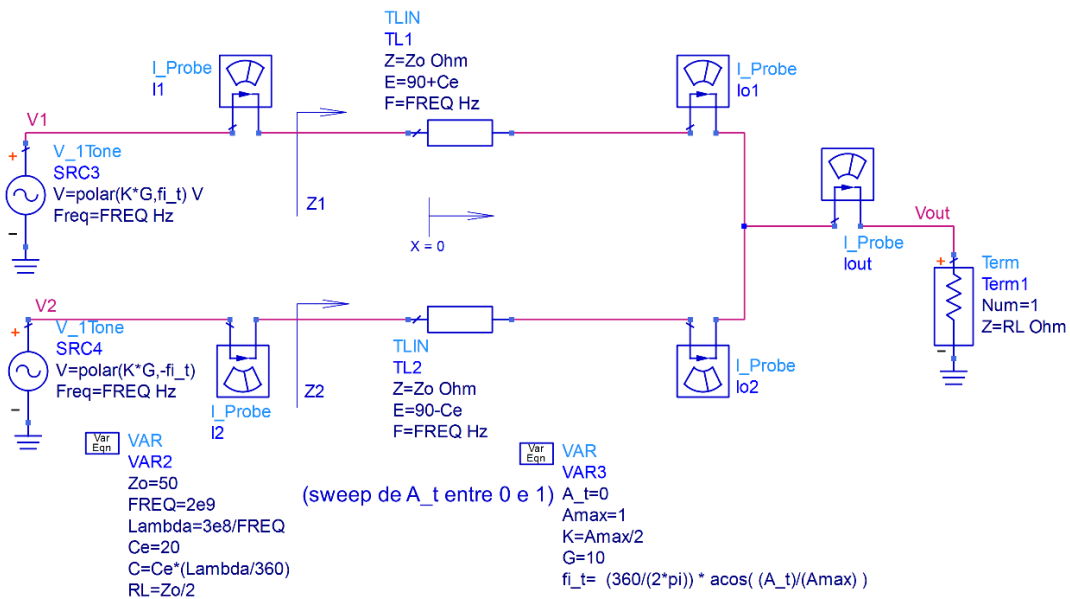


Figura 51- Outphasing-Chireix com combinador assimétrico.

Tal como foi feito nos casos anteriores, também se começará por verificar a relação entre o sinal de entrada $S_{in}(t)$ e o sinal de saída $V_{out}(t)$ por forma a comprovar a linearidade. Assume-se mais uma vez que, usando a técnica Outphasing, o sinal $S_{in}(t)$ é convertido em dois sinais, $S_1(t)$ e $S_2(t)$. As fontes de tensão ideais $V_1(t)$ e $V_2(t)$ representam as saídas de dois PA's altamente não lineares com ganhos de tensão G, por exemplo dois PA's Classe F. Temos então que,

$$S_{in}(t) = A(t)\cos(\omega t) \quad (2.67)$$

$$S_1(t) = K\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.68)$$

$$S_2(t) = K\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.69)$$

$$K = \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \quad (2.70)$$

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{A_{m\acute{a}x}}\right) \quad (2.71)$$

$$V_1(t) = GS_1(t) = GK\cos(\omega t + \phi(t)) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}\cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2.72)$$

$$V_2(t) = GS_2(t) = GK\cos(\omega t - \phi(t)) = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}\cos(\omega t - \phi(t)) \quad (2.73)$$

com fasores,

$$\mathbf{V}_1 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{j\phi} \quad (2.74)$$

$$\mathbf{V}_2 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{-j\phi} \quad (2.75)$$

Utilizando as condições fronteira das tensões no início das linhas de transmissão tem-se que,

$$\mathbf{V}_1(x=0) = A_1e^{-j\beta 0} + B_1e^{j\beta 0} = A_1 + B_1 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{j\beta\phi} = \mathbf{V}_1 \quad (2.76)$$

$$\mathbf{V}_2(x=0) = A_2e^{-j\beta 0} + B_2e^{j\beta 0} = A_2 + B_2 = \frac{GA_{m\acute{a}x}}{2}e^{-j\beta\phi} = \mathbf{V}_2 \quad (2.77)$$

e no final das linhas de transmissão tem-se que,

$$\mathbf{V}_1\left(x = \frac{\lambda}{4} + C\right) = A_1e^{-j\beta\left(\frac{\lambda}{4}+C\right)} + B_1e^{j\beta\left(\frac{\lambda}{4}+C\right)} = j\left(B_1e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_1e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}}\right) \quad (2.78)$$

$$\mathbf{V}_2\left(x = \frac{\lambda}{4} - C\right) = A_2e^{-j\beta\left(\frac{\lambda}{4}-C\right)} + B_2e^{j\beta\left(\frac{\lambda}{4}-C\right)} = j\left(B_2e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_2e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}}\right) \quad (2.79)$$

E sabe-se que,

$$\mathbf{V}_{out} = \mathbf{V}_1\left(x = \frac{\lambda}{4} + C\right) = \mathbf{V}_2\left(x = \frac{\lambda}{4} - C\right) \quad (2.80)$$

$$\mathbf{V}_{out} = j\left(B_1e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_1e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}}\right) = j\left(B_2e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_2e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}}\right) \quad (2.81)$$

$$-j\mathbf{V}_{out} = B_1e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_1e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} = B_2e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_2e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} \quad (2.82)$$

Agora utilizando as condições fronteira das correntes à saída vem que,

$$I_{o1} = I_1 \left(x = \frac{\lambda}{4} + C \right) = \frac{1}{Z_0} \left(A_1 e^{-j\beta \left(\frac{\lambda}{4} + C \right)} - B_1 e^{j\beta \left(\frac{\lambda}{4} + C \right)} \right) = -\frac{j}{Z_0} \left(A_1 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_1 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} \right) \quad (2.83)$$

$$I_{o2} = I_2 \left(x = \frac{\lambda}{4} - C \right) = \frac{1}{Z_0} \left(A_2 e^{-j\beta \left(\frac{\lambda}{4} - C \right)} - B_2 e^{j\beta \left(\frac{\lambda}{4} - C \right)} \right) = -\frac{j}{Z_0} \left(A_2 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_2 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} \right) \quad (2.84)$$

onde,

$$I_{out} = I_{o1} + I_{o2} = \frac{V_{out}}{R_L} = -\frac{j}{Z_0} \left(A_1 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_1 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + A_2 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_2 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} \right) \quad (2.85)$$

Da equação (2.82) tem-se que,

$$B_1 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} = B_2 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} - A_2 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + A_1 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} \quad (2.86)$$

então,

$$V_{out} = -j \frac{R_L}{Z_0} \left(A_1 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_1 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + A_2 e^{j\frac{2\pi C}{\lambda}} + B_2 e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} \right) = -j \frac{2R_L}{Z_0} e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}} (A_1 + B_2) \quad (2.87)$$

De (2.81) e (2.76) é possível determinar A_1 ,

$$A_1 = \frac{V_1}{1 + e^{-j\frac{4\pi C}{\lambda}}} + j \frac{V_{out} e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}}}{1 + e^{-j\frac{4\pi C}{\lambda}}} \quad (2.88)$$

e de (2.81) e (2.77) é possível determinar B_2 ,

$$B_2 = \frac{V_2}{1 + e^{-j\frac{4\pi C}{\lambda}}} + j \frac{V_{out} e^{-j\frac{2\pi C}{\lambda}}}{1 + e^{-j\frac{4\pi C}{\lambda}}} \quad (2.89)$$

Substituindo A_1 e B_2 em (2.87) resulta em,

$$V_{out} = \frac{R_L}{Z_0 \cos\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right)} G A_{\max} \cos(\phi) e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (2.90)$$

Voltando ao domínio do tempo obtém-se,

$$V_{out}(t) = \text{Re}\{V_{out} e^{j\omega t}\} = \frac{R_L}{Z_0 \cos\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right)} G A(t) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.91)$$

Fica demonstrado que apesar do combinador ser assimétrico a linearidade continua assegurada. V_{out} é uma versão amplificada do sinal de entrada e apresenta um atraso de fase de 90° . Agora será calculada a impedância vista de cada fonte de tensão,

De (2.76) sabe-se que $B_1 = V_1 - A_1$ e, portanto,

$$Z_1 = \frac{V_1(0)}{I_1(0)} = Z_0 \frac{V_1}{A_1 e^{-j\beta 0} - B_1 e^{j\beta 0}} = Z_0 \frac{V_1}{A_1 - B_1} = Z_0 \frac{V_1}{2A_1 - V_1} \quad (2.92)$$

$$= \frac{Z_0^2 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi)) \left[1 + j \left(\tan(\phi) - \frac{\tan\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) Z_0 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi))}{2R_L} \right) \right]}{2R_L \left[1 + \left(\frac{\tan\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) Z_0 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi))}{2R_L} - \tan(\phi) \right)^2 \right]} \quad (2.93)$$

De (2.77) sabe-se que $A_2 = V_2 - B_2$ e, portanto, a impedância Z_2 será,

$$Z_2 = \frac{V_2(0)}{I_2(0)} = Z_0 \frac{V_2}{A_2 e^{-j\beta_0} - B_2 e^{j\beta_0}} = Z_0 \frac{V_2}{A_2 - B_2} = Z_0 \frac{V_2}{V_2 - 2B_2} \quad (2.94)$$

$$= \frac{Z_0^2 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi)) \left[1 - j \left(\tan(\phi) - \frac{\tan\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) Z_0 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi))}{2R_L} \right) \right]}{2R_L \left[1 + \left(\frac{\tan\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) Z_0 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi))}{2R_L} - \tan(\phi) \right)^2 \right]} \quad (2.95)$$

Agora será determinado o valor de C para o qual a parte imaginária das impedâncias se anula,

$$\tan(\phi) - \frac{\tan\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) Z_0 \cos^2\left(\frac{2\pi C}{\lambda}\right) (1 + \tan^2(\phi))}{2R_L} = 0 \quad (2.96)$$

$$C(\phi) = \frac{\lambda}{4\pi} \arcsin \left[\frac{4 \tan(\phi) R_L}{Z_0 (1 + \tan^2(\phi))} \right] \quad (2.97)$$

Em que as unidades estão em metros, no entanto, por conveniência será convertido para comprimento elétrico em graus, da seguinte forma,

$$C_e(\phi) = \frac{90}{\pi} \arcsin \left[\frac{4 \tan(\phi) R_L}{Z_0 (1 + \tan^2(\phi))} \right] \quad (2.98)$$

Na Figura 53 é apresentado o gráfico da função $C_e(\phi)$. A equação (ou o gráfico), permite determinar o valor do comprimento elétrico C_e a usar por forma a anular-se a componente reativa da impedância para um determinado ângulo ϕ à escolha. Por exemplo, se for pretendido anular a parte imaginária para $\phi = 20^\circ$ basta usar $C_e = 20^\circ$ e a parte imaginária será anulada, não só em $\phi = 20^\circ$ mas também em $\phi = 70^\circ$. De um modo geral, se $C_e = x^\circ$ então a componente reativa será anulada em $\phi = x^\circ$ e em $\phi = (90 - x)^\circ$, em que x está compreendido no intervalo $[0,45]$. À exceção de $C_e = 45^\circ$, haverá sempre 2 pontos em que a parte imaginária se anula e, portanto, a impedância será puramente resistiva.

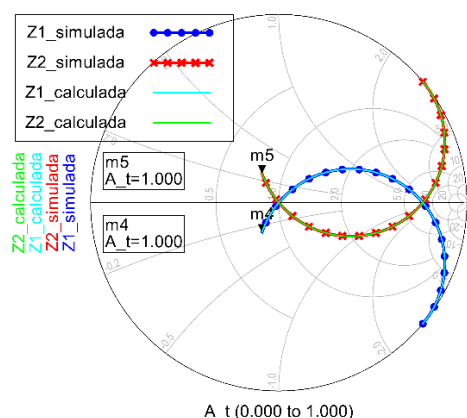


Figura 52- Z_1 e Z_2 ($C_e = 20^\circ$).

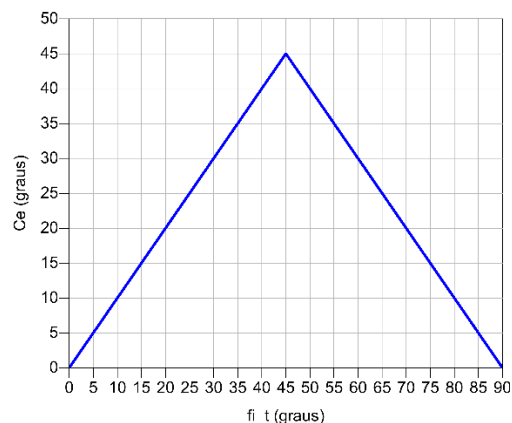


Figura 53- C_e em função de ϕ .

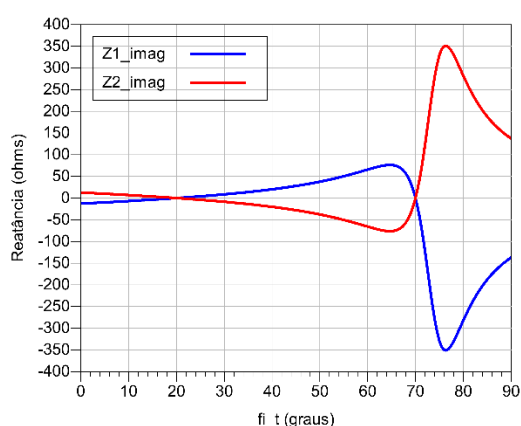


Figura 54- Reatância ($C_e = 20^\circ$).

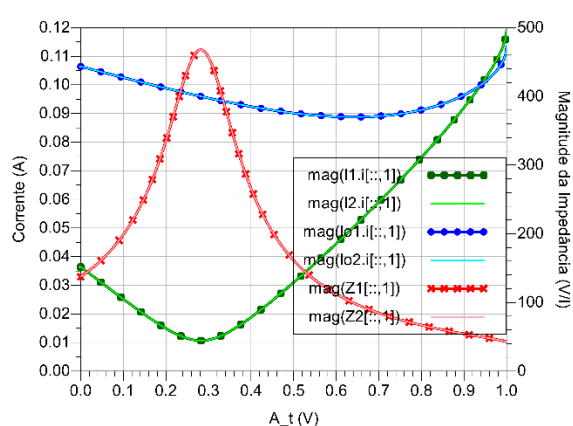


Figura 55- Corrente e Impedância ($C_e = 20^\circ$).

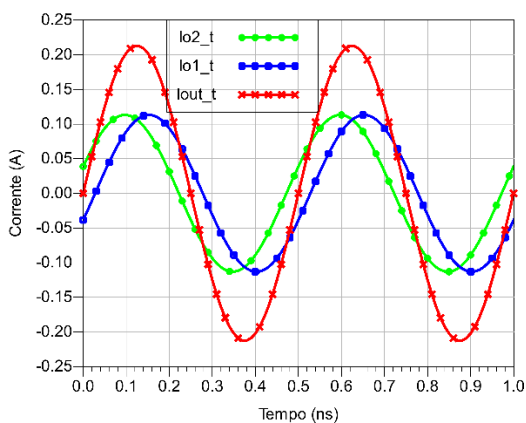


Figura 56- Correntes para $A(t) = 1$ ($C_e = 20^\circ$).

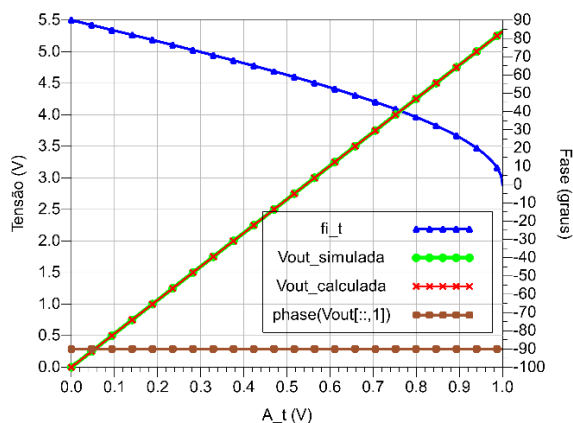


Figura 57- Tensão e fase na saída ($C_e = 20^\circ$).

Analisando as figuras acima, vê-se que a saída varia linearmente com a entrada tal como se pretendia. Observa-se pela Figura 55 que apesar da diferença de comprimento, a amplitude da corrente nos dois ramos (no plano da carga) é igual, o que significa que ambas as fontes contribuem com a mesma potência para a carga.

2.2.7 Rendimento de um Amplificador Outphasing-Chireix com PA's Classe B em Overdrive

Pretende-se, agora, determinar o rendimento de um amplificador Outphasing-Chireix com 2 PA's classe B em overdrive. Para isso, será usado, como base, o circuito da Figura 44 (Outphasing-Chireix com compensação de reatância). Cada fonte de tensão ideal, representa, agora, a saída de um PA Classe B em overdrive. Considera-se que a amplitude da tensão de saída de cada PA é aproximadamente constante e, despreza-se também a potência dissipada pelas harmônicas geradas.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.99)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} R_L |I_{out}|^2 \quad (2.100)$$

De (2.50) e, assumindo que $\frac{GA_{máx}}{2} = V_{DD}$, em que V_{DD} é a tensão de alimentação DC, tem-se que,

$$I_{out} = I_{o1} + I_{o2} = -\frac{j}{Z_0} (V_1 + V_2) = -\frac{j}{Z_0} 2V_{DD} \cos(\phi) \quad (2.101)$$

Substituindo em (2.100) vem,

$$P_{out} = \frac{1}{2} \frac{V_{DD}^2}{R_L} \cos^2(\phi) \quad (2.102)$$

Quanto à potência DC consumida, tem-se que,

$$P_{DC} = P_{DC1} + P_{DC2} \quad (2.103)$$

$$P_{DC1} = V_{DD} I_{DC1} = V_{DD} I_{Dméd1} \quad (2.104)$$

onde $I_{Dméd1}$ é a corrente média (ou corrente DC) no dreno do PA1. Note-se que o condensador de desacoplamento não permite que nenhuma componente DC da corrente chegue à carga e, portanto, a corrente DC proveniente da fonte de alimentação será a mesma que a corrente média no dreno do transistor.

$$I_{Dméd1} = \frac{2|I_1|}{\pi} = \frac{2}{\pi} V_{DD} |Y_1| = \frac{2}{\pi} V_{DD} \sqrt{\left(\frac{2R_L \cos^2(\phi)}{Z_0^2}\right)^2 + (B - 2R_L \sin(\phi) \cos(\phi))^2} \quad (2.105)$$

Sendo $|I_1|$ a amplitude da corrente de saída do PA1. Uma vez que $|Y_1| = |Y_2|$, então, a corrente média no dreno do PA2 será igual à do PA1 e, portanto, ambos os PA's debitam a mesma potência. Logo,

$$P_{DC} = \frac{4}{\pi} V_{DD}^2 \sqrt{\left(\frac{2R_L \cos^2(\phi)}{Z_0^2}\right)^2 + (B - 2R_L \sin(\phi) \cos(\phi))^2} \quad (2.106)$$

Como $Z_0 = 2R_L$ tem-se que,

$$P_{DC} = \frac{2 V_{DD}^2}{\pi R_L} \sqrt{\cos^4(\phi) + (2R_L B - \sin(\phi) \cos(\phi))^2} \quad (2.107)$$

Normalizando a susceptância B por Y_L ,

$$B_n = \frac{B}{Y_L} = B R_L \quad (2.108)$$

resulta em,

$$P_{DC} = \frac{2 V_{DD}^2}{\pi R_L} \sqrt{\cos^4(\phi) + (2B_n - \sin(\phi) \cos(\phi))^2} \quad (2.109)$$

e portanto,

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \frac{\cos^2(\phi)}{\sqrt{\cos^4(\phi) + (2B_n - \sin(\phi) \cos(\phi))^2}} \quad (2.110)$$

Nas próximas figuras são apresentadas curvas de rendimento para vários valores da susceptância normalizada B_n , obtidas a partir das equações acima.

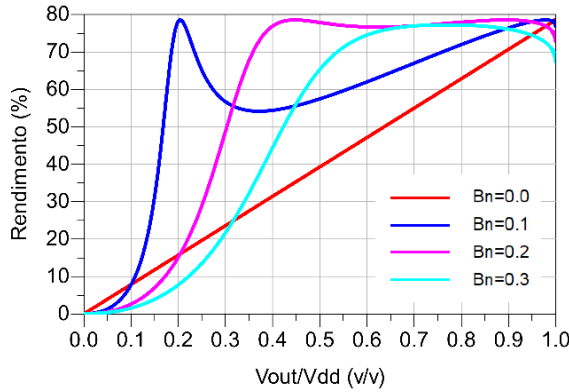


Figura 58- Rendimento em função de V_{out} .

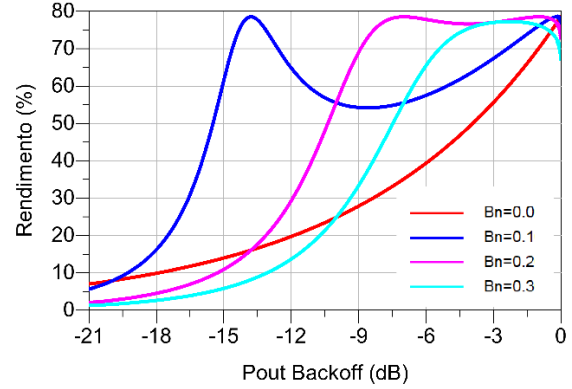


Figura 59- Rendimento em função de PBO.

Observa-se que, no caso particular de $B_n = 0$, o comportamento do amplificador, em termos de rendimento, é igual ao de um amplificador Classe B. Com valores B_n não nulos, constata-se que, efetivamente, é possível obter bons resultados de eficiência em backoff. No entanto, como se pode ver, a partir de um certo valor de backoff, o roll-off do rendimento (para valores de B_n não nulos) é maior que num amplificador classe B, sendo esta uma das desvantagens da arquitetura Outphasing.

Importa referir que a eficiência máxima do amplificador é limitada pela eficiência máxima dos PA's que compõem o circuito, em que aqui, foi de 78.5% dado que se usou PA's Classe B. No entanto, um maior pico de eficiência se obteria se os PA's fossem mais eficientes, como por exemplo, com PA's Classe F.

2.2.8 Simulação de um Amplificador Outphasing-Chireix com PA's Classe F Ideal

Pretende-se agora observar o desempenho do amplificador Outphasing-Chireix no que diz respeito à eficiência e linearidade. Para isso, foi feita uma simulação do circuito da Figura 60. Este circuito é constituído basicamente por dois PA's Classe F (um em cada ramo) seguidos de linhas de offset e de um combinador Chireix. Na verdade, serão feitas duas simulações, uma com combinador sem compensação ($C_e = 0^\circ$) e outra com compensação ($C_e = 13^\circ$).

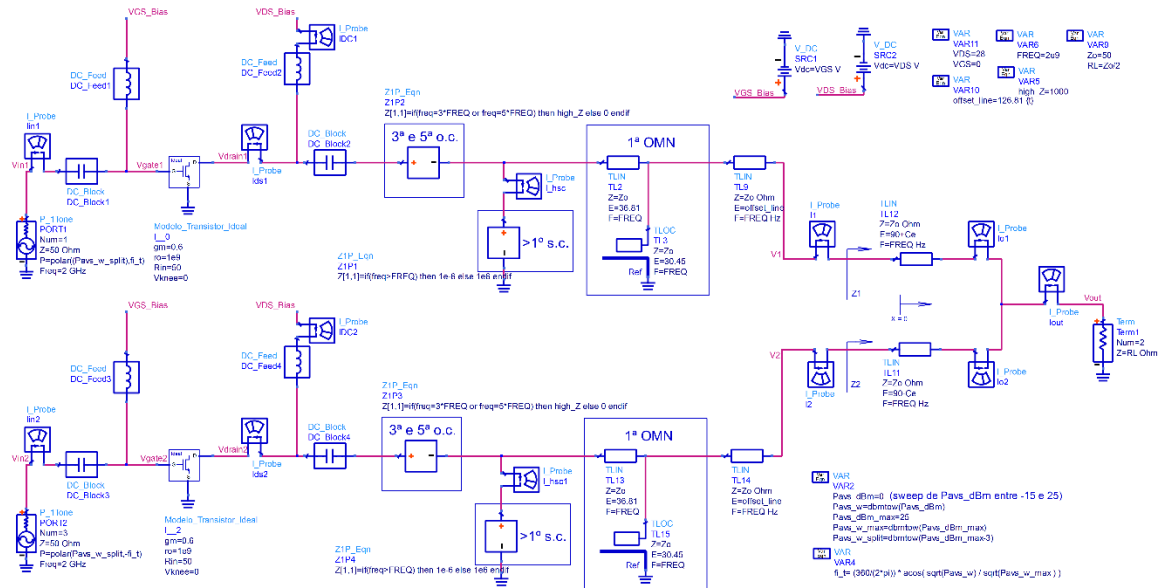


Figura 60- Outphasing-Chireix com PA's Classe F ideal.

Importa referir que as anteriores simulações usavam Harmonic Balance de ordem 100. Contudo, reduziu-se desta vez para ordem 5, ou seja, a simulação foi feita até 10GHz, assim reduz-se o tempo de simulação e os resultados são um pouco mais realistas.

A Figura 61, mostra que a eficiência apresenta melhorias em backoff mesmo com $C_e = 0^\circ$. No entanto o amplificador está longe de ser linear como se vê pela curva do ganho. Apesar de anteriormente se ter dito que um amplificador Outphasing seria linear independentemente de os PA's não o serem, contradiz o que aqui se observa, pelo que se fará uma análise para justificar a não-linearidade. Importa referir que o ganho que é apresentado não é o típico ganho de transdução [8], definido como a razão entre a potência transferida para a carga e a potência disponível na fonte de sinal. Neste caso trata-se de um ganho "virtual", que se definiu como sendo a razão entre a potência transferida para a carga e a potência disponível Pavs_dBm de um "hipotético" sinal original, sinal esse que dá origem ao ângulo Outphasing ϕ . Todavia, pretendia-se que o sinal de saída fosse linear em relação a esse sinal original.

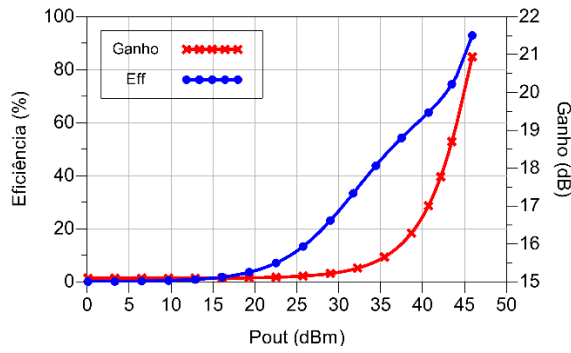


Figura 61- Eficiência de Dreno e Ganho ($C_e = 0^\circ$).

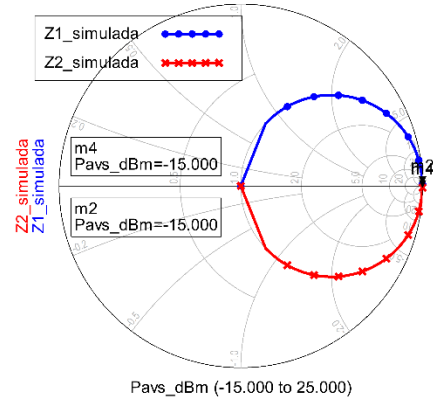


Figura 62- Impedâncias Z_1 e Z_2 , vistas para as entradas do combinador ($C_e = 0^\circ$).

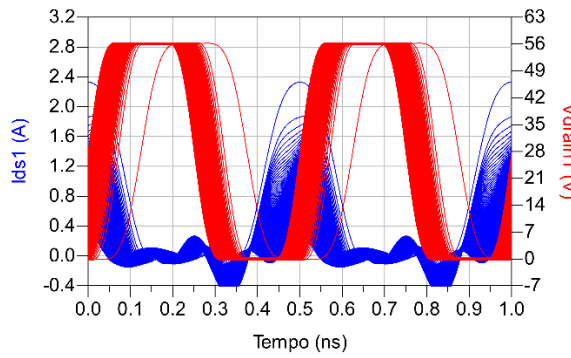


Figura 63- Tensão e Corrente no dreno do transistor I_0 ($C_e = 0^\circ$).

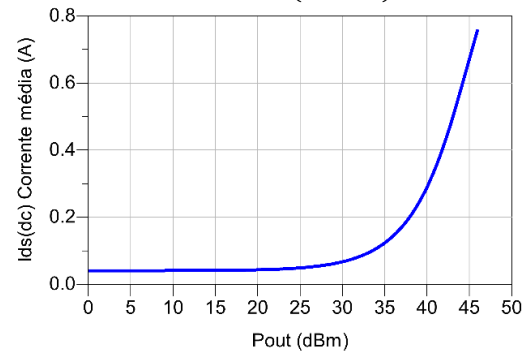


Figura 64- Corrente média no dreno de cada transistor ($C_e = 0^\circ$).

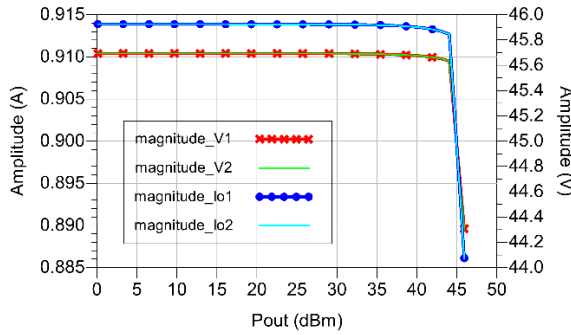


Figura 65- Amplitudes à entrada e saída do combinador. V_1 , V_2 , I_{o1} e I_{o2} ($C_e = 0^\circ$).

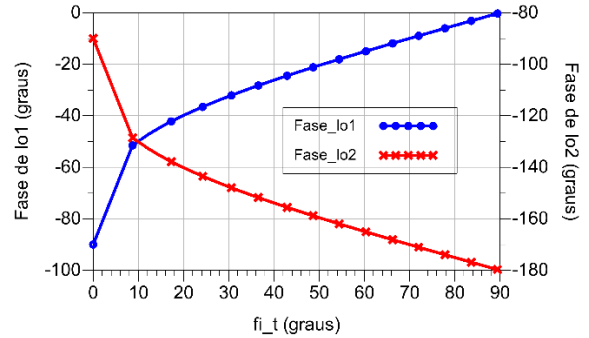


Figura 66- Fase das correntes à saída do combinador, em função de $\phi(t)$ ($C_e = 0^\circ$).

A Figura 62 mostra que a impedância vista de cada PA (depois das linhas de offset) apresenta parte real igual a 50Ω e parte imaginária que varia de 0 a $\pm\infty$. Esta impedância é a mesma que já foi observada em outras simulações, nomeadamente sobre o amplificador Outphasing-Chireix sem compensação e com fontes de tensão ideais, em que nesse caso o amplificador era linear. Importa então verificar se também neste caso os PA's se comportam como fontes de tensão ideais.

Analisando as curvas da tensão no dreno dos transístores (Figura 63) verifica-se que estes estão sempre saturados (forma de onda quadrada), o que à partida é um bom indicador. Na Figura 65 verifica-se que as tensões V1 e V2, à entrada do combinador, são constantes praticamente durante toda a gama dinâmica, o que parece garantir o comportamento de fonte de tensão ideal. No entanto, este requisito, sendo necessário, acaba por não ser suficiente. Seria necessário também que a fase de I_{o1} e I_{o2} variasse linearmente com $\phi(t)$ (fi_t no ADS) algo que, como se pode ver na Figura 66, não acontece. Isto indica que a fase dos sinais de entrada está a sofrer uma alteração não desejada, e não prevista anteriormente quando os circuitos continham fontes de tensão ideais.

A razão para esta alteração tem origem na reatância que a modulação de carga no combinador apresenta aos PA's, resultando em um desfasamento entre a tensão e corrente no dreno, situação já identificada anteriormente aquando do estudo do Amplificador Classe F. Ainda que a fase da corrente no dreno possa variar linearmente com a fase da tensão de entrada (de cada PA), o mesmo não acontece com a fase da tensão no dreno nem com a fase da tensão à entrada do combinador. No caso em que eram usadas fontes de tensão ideais, este problema não se colocava porque estas impunham a fase "que queriam" nas entradas do combinador.

Uma vez que a amplitude da tensão à entrada do combinador é constante, a questão da linearidade só poderá estar dependente da fase. Ora, como a fase à entrada do combinador não varia linearmente (com constante de proporcionalidade unitária) com a fase do sinal de entrada de cada ramo, o ganho deixará de ser constante.

Note-se que, apesar da forte componente reativa levar a uma maior sobreposição das ondas de tensão e corrente no dreno transístor, e maior dissipação neste, verifica-se também que o facto da reatância ser bastante elevada, origina uma queda na corrente média de dreno (Figura 64) (apesar do amplificador ter sempre a mesma potência de entrada) contribuindo para uma não degradação tão acentuada da eficiência em backoff, quanto aquela que se viu no caso do combinador Wilkinson.

Nota-se também, que a curva de eficiência obtida anteriormente com os PA's Classe B em overdrive, é diferente (para pior) da que aqui se obteve. Apesar de em ambos os casos não existir compensação de reatância, aqui são usados PA's Classe F, o que pode justificar uma melhoria da eficiência em backoff.

A seguir será mostrado o resultado de uma simulação feita ao mesmo circuito. No entanto, foi alterado o parâmetro Ce do combinador para $Ce = 13^\circ$, resultando num combinador assimétrico. O valor de $Ce = 13^\circ$ foi obtido em simulação através de tuning, sempre com o objetivo obter a melhor eficiência possível.

Como se pode ver na Figura 68, o facto de se anular a componente reativa em dois pontos, resulta que, na maior parte da gama dinâmica, se verifica uma redução dessa componente, enquanto que, em simultâneo, aumenta a componente resistiva, resolvendo-se assim dois problemas de uma só vez. Ou seja, reduz-se a sobreposição das ondas de corrente e tensão no dreno e mantém-se uma impedância elevada em backoff por forma a reduzir a corrente média (DC). Nestas condições, a eficiência global sai beneficiada como se pode

ver na Figura 67. No entanto, a linearidade sai prejudicada, como se pode ver pela curva do ganho. Para potências baixas o ganho é agora extremamente elevado (cerca de 42dB), o que leva a uma redução significativa da gama dinâmica da potência de saída do amplificador. A causa para a redução da gama dinâmica de potência na saída, deve-se ao facto de que, agora, com a compensação, a fase diferencial máxima na entrada do combinador Chireix é inferior a 180° , como se vê na Figura 72. Como se verá, o híbrido Doherty-Outphasing de que trata esta dissertação irá resolver precisamente estes problemas de linearidade e gama dinâmica do amplificador Outphasing-Chireix com compensação.

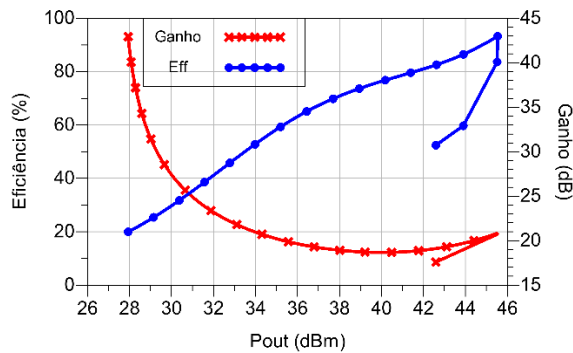


Figura 67- Eficiência de Dreno e Ganho ($C_e = 13^\circ$).

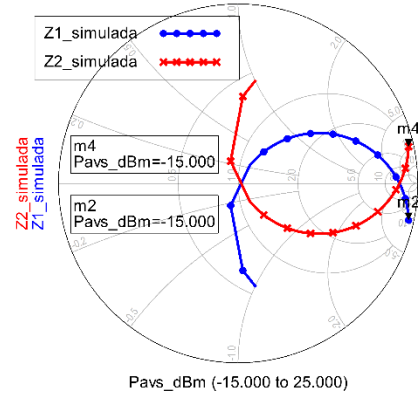


Figura 68- Impedâncias Z1 e Z2, vistas para as entradas do combinador ($C_e = 13^\circ$).

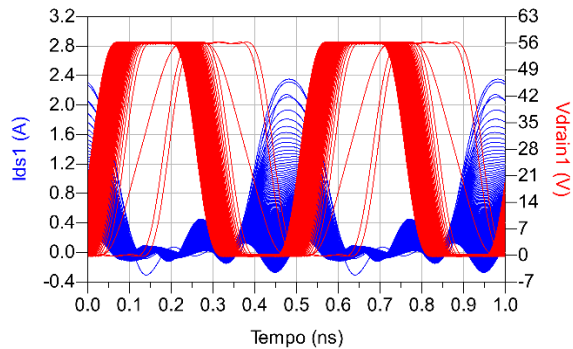


Figura 69- Tensão e Corrente no dreno do transistor I_O ($C_e = 13^\circ$).

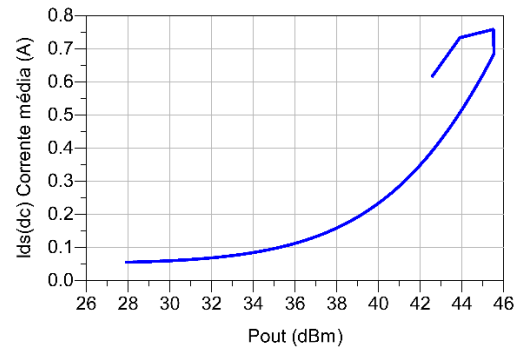


Figura 70- Corrente média no dreno de cada transistor ($C_e = 13^\circ$).

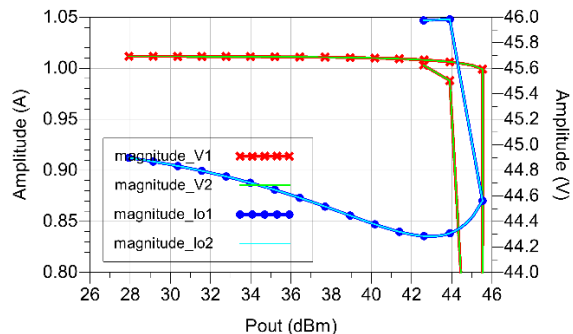


Figura 71- Amplitudes à entrada e saída do combinador. V_1 , V_2 , I_{o1} e I_{o2} ($C_e = 13^\circ$).

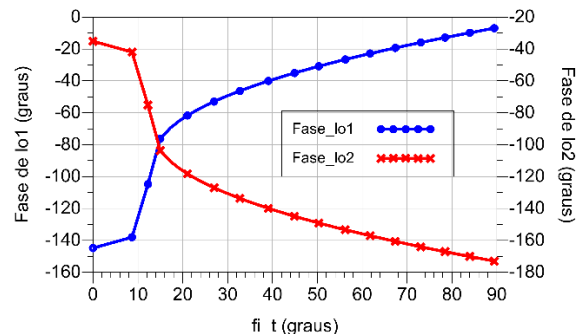


Figura 72- Fase das correntes à saída do combinador, em função de $\phi(t)$ ($C_e = 13^\circ$).

2.3 Doherty

Em 1936 William H. Doherty [9] propôs um novo tipo de amplificador de elevado rendimento. Esta nova arquitetura permitiu um aumento significativo da eficiência em backoff. Atualmente é um dos tipos de amplificadores mais usados em Estações Base de Telecomunicações devido ao seu bom desempenho em termos de eficiência e linearidade, algo que os tipos de sinais de comunicações atuais requerem. Para apresentar a arquitetura Doherty, será feita primeiramente uma descrição do seu princípio de funcionamento e posteriormente uma análise mais detalhada.

2.3.1 Princípio de Funcionamento

O amplificador Doherty baseia-se no princípio de modulação de carga para assim obter um maior rendimento. A arquitetura Doherty é composta por dois PA's em que um está sempre "ligado" (Main ou Carrier PA) e outro que só é "ligado" para potências de saída elevadas (Peaking ou Auxiliary PA) e ambos estão ligados na sua saída por uma linha de transmissão $\lambda/4$ conforme se pode ver na Figura 73.

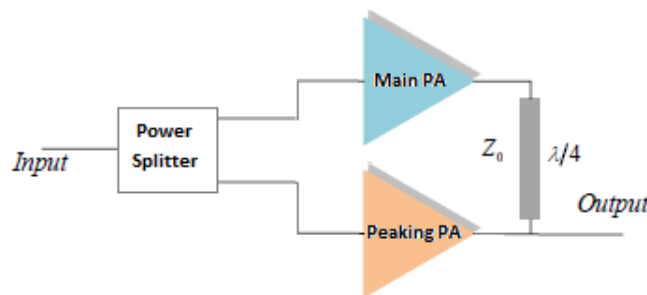


Figura 73- Amplificador Doherty, alterado de [10].

Enquanto o Peaking PA estiver desligado, a sua corrente de saída é nula e, conseqüentemente, a impedância que vê é infinita e, portanto, não influencia o resto do circuito, o que significa que a impedância vista do Main PA é constante. Nesta situação, a carga que o Main PA "vê" é escolhida por forma a ser o dobro da carga ótima. Esta carga faz com que, com o aumento da amplitude de tensão na entrada, a amplitude da tensão à saída do Main PA atinga mais rapidamente o seu máximo (limiar da saturação), altura em que o amplificador atinge máxima eficiência. Repare-se que, nesta situação, o amplificador está com máxima eficiência e o sinal de entrada ainda não atingiu a máxima amplitude. Se se continuasse a aumentar a amplitude do sinal de entrada mantendo o Peaking PA desligado, o transistor do Main PA, que já estava no limiar da saturação, começaria a "perder" ganho, fazendo com que o amplificador deixasse de ser linear. É precisamente neste momento crítico, e por forma a que isso não aconteça, que é ligado o Peaking PA e este começa a dar a sua contribuição fazendo com que o transistor do Main PA não entre na zona de tródo. Uma vez ligado o Peaking PA, e à medida que a sua corrente de saída aumenta, inicia-se o processo de modulação de carga, fazendo com que a impedância vista do Main PA aumente no ponto de interseção dos dois ramos (na extremidade da linha de transmissão). Portanto, cada PA verá agora a sua impedância alterada, dinamicamente, por

influência do outro. Contudo, como uma linha de transmissão $\lambda/4$ é um inversor de impedâncias, esta faz com que, se a impedância na sua saída aumenta, na sua entrada diminua. Como agora a impedância vista do Main PA se encontra a diminuir à medida que se aumenta a amplitude do sinal de entrada, o transistor já não corre o risco de entrar na zona de tríodo e permanecerá nesta situação de máxima amplitude de tensão na sua saída. Isto continuará a garantir ao Main PA máxima eficiência (78.5% no caso de um classe B) até ao final, ou seja, até à potência máxima de saída do amplificador, momento em que a impedância vista pelo Main PA atinge metade do valor inicial.

O Peaking PA vê também a sua impedância diminuir desde infinito até ao mesmo valor final que o Main PA vê, ou seja, tipicamente 50Ω . Infelizmente, este não está sempre a operar na sua máxima eficiência, pelo que a eficiência global sairá ligeiramente prejudicada. Por fim, com a amplitude do sinal de entrada no máximo, os dois PA's veem 50Ω , cada um na sua saída, e isso significa máxima potência de saída no amplificador Doherty e máxima eficiência novamente. Na Figura 74 pode ser vista a eficiência de um amplificador Doherty.

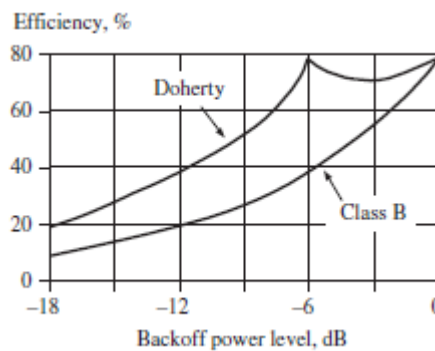


Figura 74- Eficiência de um amplificador Doherty, retirado de [11].

Quanto à polarização dos dispositivos ativos, o transistor do Peaking PA é tipicamente polarizado em classe C e o do Main PA em classe B/AB. É precisamente o facto de estar polarizado em classe C que faz com que o Peaking PA “ligue mais tarde” que o Main PA, uma vez que o seu ângulo de condução é menor. Já em relação ao ponto exato em que ele é ligado, este varia consoante o tipo de amplificador Doherty. Por exemplo, num Amplificador Doherty “clássico”, o Peaking PA começa a conduzir quando a amplitude da tensão do sinal de entrada atinge metade do seu valor máximo. Já no caso de um amplificador Doherty Assimétrico, este começa a conduzir antes da amplitude desta tensão atingir metade do seu valor máximo (para conseguir melhor rendimento para maiores valores de backoff).

2.3.2 Análise de um Amplificador Doherty

Pretende-se agora fazer uma análise mais detalhada e quantitativa de um amplificador Doherty. Na Figura 75 é apresentado um circuito tipicamente usado para estudar a arquitetura Doherty, onde o Main e Peaking PA's são representados por fontes de corrente ideais.

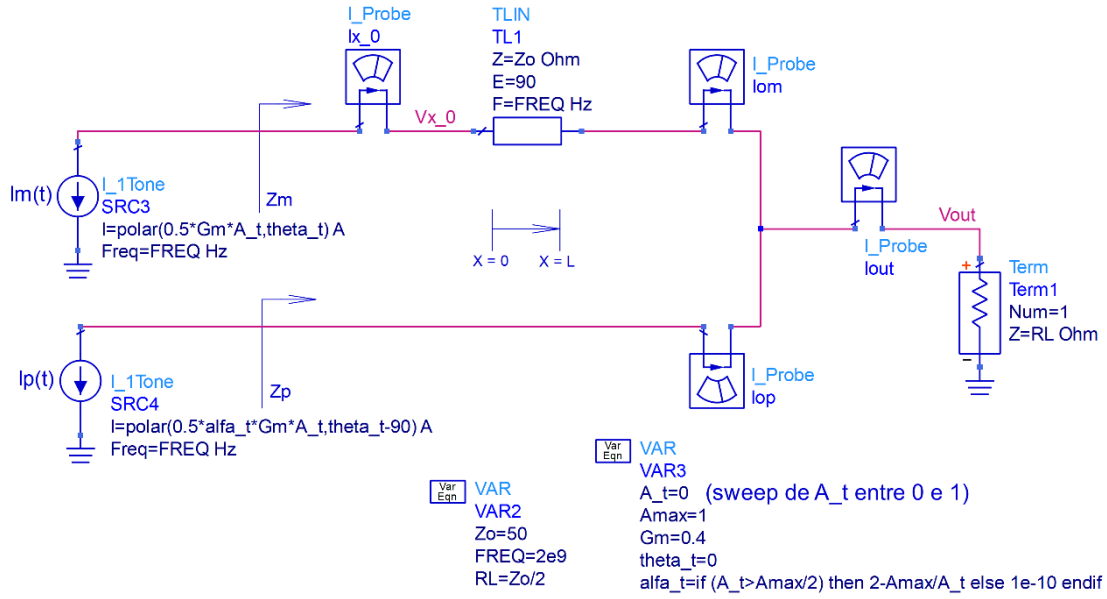


Figura 75- Circuito usado para análise de um Amplificador Doherty.

As fontes de corrente ideais representam as saídas dos dois PA's e os valores de suas correntes são dependentes de um sinal de entrada $V_{in}(t)$ que se assume ter sido "dividido" de igual forma e aplicado nas entradas dos PA's. Os valores da corrente do Main PA ($I_m(t)$), da corrente do Peaking PA ($I_p(t)$) e da tensão $V_{in}(t)$ são,

$$V_{in}(t) = A(t)\cos(\omega t + \theta(t)) \quad (2.111)$$

$$I_m(t) = \frac{1}{2} G_m V_{in}(t) = \frac{1}{2} G_m A(t)\cos(\omega t + \theta(t)) \quad (2.112)$$

$$I_p(t) = \alpha(t) \frac{1}{2} G_m V_{in}(t) e^{-j\frac{\pi}{2}} = \alpha(t) \frac{1}{2} G_m A(t)\cos(\omega t + \theta(t)) e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (2.113)$$

em que $\alpha(t)$ assume valores entre 0 e 1, sendo "0" quando o Peaking PA está desligado. De notar que, para compensar o atraso imposto pela linha de transmissão TL1, a corrente no Peaking aparece multiplicada por $e^{-j\frac{\pi}{2}}$, representando um atraso de 90°. O parâmetro G_m representa a transcondutância (para grandes sinais) de cada transístor. Interessa, primeiramente, verificar a relação entre $V_{out}(t)$ e $V_{in}(t)$.

Para esta análise serão usados os fasores,

$$I_m = \frac{1}{2} G_m A e^{j\theta} \quad (2.114)$$

$$I_p = \alpha \frac{1}{2} G_m A e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \quad (2.115)$$

em que as condições fronteira determinam que a corrente e tensão à entrada e saída da linha de transmissão sejam,

$$I(x = 0) = \frac{1}{Z_0} (A e^{-j\beta 0} - B e^{j\beta 0}) = \frac{1}{Z_0} (A - B) = I_{x_0} = -I_m = -\frac{1}{2} G_m A e^{j\theta} \quad (2.116)$$

$$V(x = L) = A e^{-j\frac{\pi}{2}} + B e^{j\frac{\pi}{2}} = -j(A - B) = V_{out} \quad (2.117)$$

então,

$$V_{out} = -j(-I_m Z_0) = -\left(-j \frac{1}{2} G_m A e^{j\theta} Z_0\right) \quad (2.118)$$

Voltando ao domínio do tempo tem-se que,

$$V_{out}(t) = \text{Re}\{V_{out} e^{j\omega t}\} = -\frac{Z_0}{2} G_m A(t) \cos\left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.119)$$

Onde se pode constatar que a tensão de saída é uma versão amplificada da tensão de entrada $V_{in}(t)$, aparecendo atrasada de 270° . Agora será calculada a impedância vista de cada fonte de corrente,

$$Z_m = \frac{V_{x_0}}{I_{x_0}} = \frac{A e^{-j\beta 0} + B e^{j\beta 0}}{\frac{1}{Z_0} (A - B)} = Z_0 \frac{A + B}{A - B} \quad (2.120)$$

De (2.117) obtém-se o valor de $(A - B)$, e quanto ao valor de $(A + B)$ este pode ser obtido da seguinte forma,

$$I(x = L) = \frac{1}{Z_0} (A e^{-j\beta \frac{\pi}{2}} - B e^{j\beta \frac{\pi}{2}}) = \frac{1}{Z_0} (-j(A + B)) = I_{om} \quad (2.121)$$

e, como,

$$I_{om} = I_{out} - (-I_p) = \frac{V_{out}}{R_L} + I_p = \frac{1}{Z_0} (-j(A + B)) \quad (2.122)$$

tem-se,

$$A + B = jZ_0 \left(\frac{V_{out}}{R_L} + I_p \right) \quad (2.123)$$

e, portanto,

$$Z_m = Z_0 \frac{A + B}{A - B} = Z_0 \left(\frac{Z_0}{R_L} - \alpha \right) \quad (2.124)$$

Como neste circuito $R_L = \frac{Z_0}{2}$, resulta em,

$$Z_m = Z_0 (2 - \alpha) \quad (2.125)$$

O caso de Z_p é direto,

$$Z_p = \frac{V_{out}}{-I_p} = \frac{Z_0}{\alpha} \quad (2.126)$$

Quanto às correntes à saída de cada ramo,

$$I_{om} = I_{out} - (-I_p) = \frac{V_{out}}{R_L} + I_p = \frac{1}{2} G_m A e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \left(\alpha - \frac{Z_0}{R_L} \right) \quad (2.127)$$

e, como $R_L = \frac{Z_0}{2}$, resulta em,

$$I_{om} = \frac{1}{2} G_m A e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} (\alpha - 2) \quad (2.128)$$

$$I_{op} = -I_p = -\alpha \frac{1}{2} G_m A e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \quad (2.129)$$

É interessante verificar que para $\alpha = 1$,

$$I_{om} = I_{op} = -\frac{1}{2} G_m A e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \quad (2.130)$$

ou seja, na máxima amplitude do sinal de entrada, as duas correntes são iguais e, portanto, a potência na carga terá uma igual contribuição por parte de cada ramo.

Seria também interessante determinar o valor de α . Sabe-se que $\alpha = 0$ até metade da amplitude da tensão de entrada, sendo que a partir daí o seu valor sobe até 1. Sabe-se também que para $A \geq \frac{A_{m\acute{a}x}}{2}$ a tensão no Main PA (V_{x_0}), será sempre constante (C nas equações abaixo). Tem-se então que,

$$V_{x_0} = A + B = j \frac{Z_0}{R_L} \left(j Z_0 \frac{1}{2} G_m A e^{j\theta} - j \alpha R_L \frac{1}{2} G_m A e^{j\theta} \right) = C \quad (2.131)$$

de onde se extrai o valor de α ,

$$\alpha = \frac{2C}{Z_0 G_m A e^{j\theta}} + 2 \quad (2.132)$$

Sabe-se também que $\alpha = 1$ quando $A = A_{m\acute{a}x}$, conseguindo-se assim obter o valor de C,

$$C = -Z_0 \frac{1}{2} G_m A_{m\acute{a}x} e^{j\theta} \quad (2.133)$$

Substituindo C em (2.132) vem,

$$\alpha = 2 - \frac{A_{m\acute{a}x}}{A} \quad (2.134)$$

Note-se que a expressão obtida só corresponde ao valor de α para $A \geq \frac{A_{m\acute{a}x}}{2}$. A expressão completa para todo o domínio de α , será,

$$\alpha(t) = u \left(A(t) - \frac{A_{m\acute{a}x}}{2} \right) \left[2 - \frac{A_{m\acute{a}x}}{A(t)} \right] \quad (2.135)$$

onde $u(t)$ é a função de Heaviside, ou degrau unitário. O gráfico correspondente a esta função é apresentado na Figura 76.

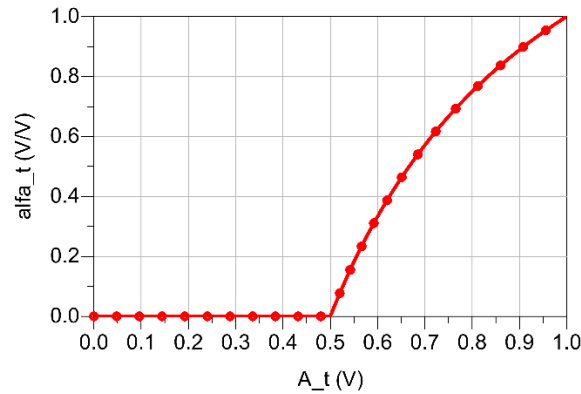


Figura 76- Gráfico da função $\alpha(t)$.

Foi feita uma simulação do circuito da Figura 75, onde se fez um varrimento da variável $A(t)$ (A_t no ADS) de 0 a 1. Na Figura 78 vê-se que num amplificador Doherty ambos os PA's estão sujeitos somente a cargas resistivas. Um facto interessante de observar é o de que quando à entrada da linha de transmissão a tensão é constante, na sua saída é a corrente que passa a ser constante. Na Figura 82 podemos observar que é quando a potência atinge $\frac{1}{4}$ do seu valor máximo, ou seja, a 6dB de PBO, que o Peaking PA é ligado. Observa-se também que o Main PA apresenta uma resposta de compressão de ganho, enquanto que o Peaking PA apresenta uma expansão de ganho. Contudo, ainda que os dois PA's apresentem individualmente respostas não lineares, a sobreposição das duas, ou seja, a resposta do amplificador, é, de facto, linear.

Até agora, só foram mencionados o Amplificador Doherty "Clássico" (ou Doherty 2-Way). Contudo existem outras topologias baseadas na arquitetura Doherty, nomeadamente, o Doherty N-Way e o Doherty Multistage. A Figura 77 exemplifica o tipo de eficiência que se poderia obter com algumas destas topologias. Contudo, apesar dos valores de eficiência serem interessantes, é bastante difícil, na prática, obter uma linearidade aceitável nestes circuitos [11].

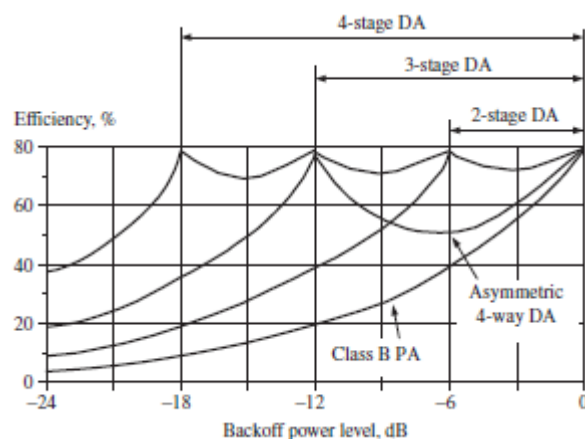


Figura 77- Eficiência de amplificadores Doherty Multistage e N-Way, retirado de [11].

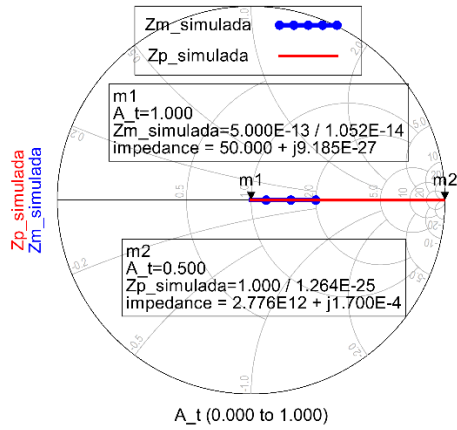


Figura 78- Impedâncias Z_m e Z_p .

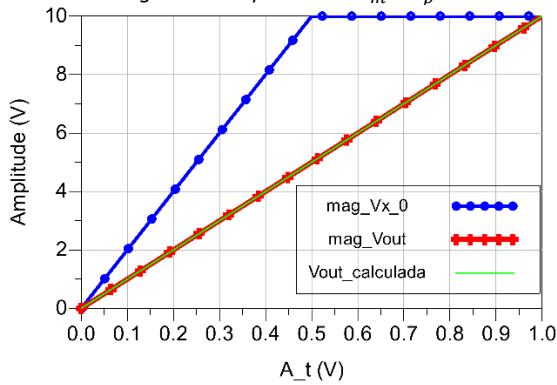


Figura 80- Tensões V_{x0} (Main) e V_{out} .

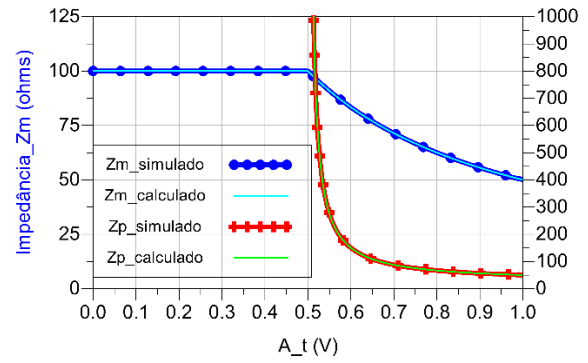


Figura 79- Impedâncias Z_m e Z_p .

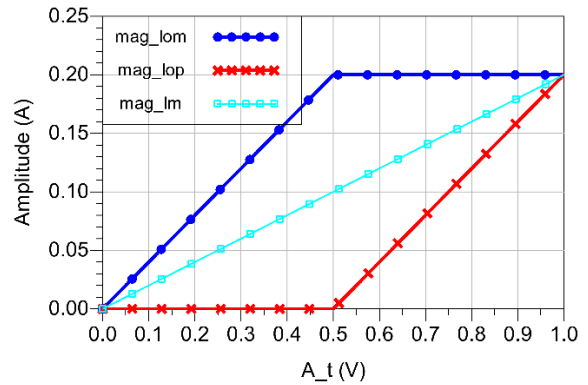


Figura 81- Correntes I_m , I_{om} e I_{op} .

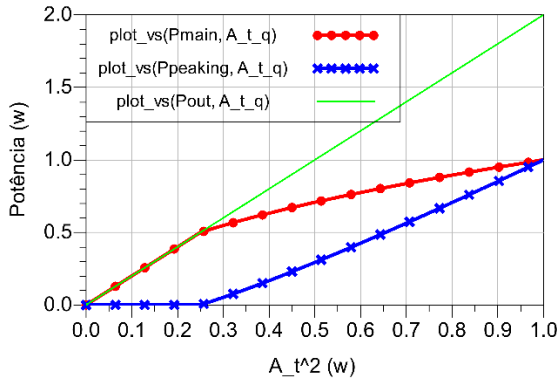


Figura 82- Potência debitada por cada fonte, e potência na carga, em função do quadrado de $A(t)$.

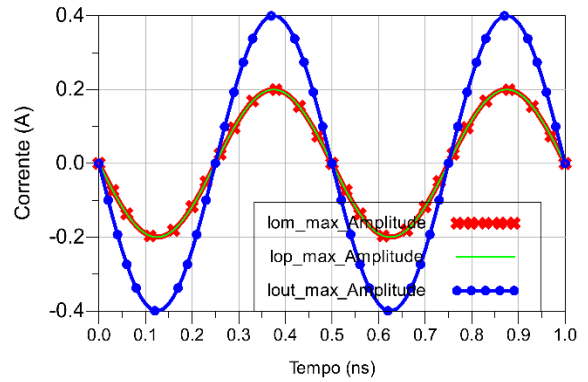


Figura 83- Correntes I_{om} , I_{op} e I_{out} , para $A(t) = 1$.

Ao contrário do que foi feito anteriormente, aqui não parece ser imprescindível uma simulação e análise com transistores ideais, pelo que não se fará. O caso do amplificador Outphasing-Chireix, para além de ser mais relevante para esta Dissertação, é mais complexo de analisar. No caso do amplificador Doherty, as cargas que cada PA “vê” são puramente resistivas, além de que os transistores nunca entrarão na região não linear (tríodo), não sendo tão complexo de analisar do ponto de vista ideal.

2.4 Amplificadores Híbridos Doherty-Outphasing

Neste capítulo serão apresentados tipos de híbridos entre as arquiteturas Doherty e Outphasing encontrados na literatura e patentes. Importa referir que alguns dos tipos de híbridos mencionados neste capítulo não são conhecidos como tal, tendo lhes sido dado outros nomes. Tipicamente, na literatura, os transmissores híbridos Doherty-Outphasing são aqueles que se “transformam” de Doherty em Outphasing ao nível do circuito. Contudo, nesta Dissertação será usada uma definição mais abrangente. Dito isto, importa esclarecer ou definir o que se entende, nesta Dissertação, por híbrido Doherty-Outphasing.

2.4.1 Definição de Híbrido Doherty-Outphasing no âmbito desta Dissertação

No âmbito desta dissertação, é definido como sendo híbrido Doherty-Outphasing quando o amplificador tem pelo menos uma das duas características seguintes:

- No plano do circuito, quando este é de alguma forma “transformado” dinamicamente (durante o seu funcionamento) de Doherty em Outphasing.
- No plano dos sinais aplicados a cada ramo, quando for usada uma combinação dos seguintes modos:
 - Amplitude constante, e fase diferencial variável. (modo Outphasing)
 - Amplitude variável, e fase diferencial constante. (modo Doherty)
 - Amplitude variável, e fase diferencial variável. (modo Mixed)

Ou seja, os sinais serão “comutados” de “modo Doherty” para “modo Outphasing” em alguma fase do funcionamento, ou poderão ser uma combinação dos dois (modo Mixed).

De acordo com a definição aqui usada, todos os tipos de amplificadores apresentados neste capítulo serão considerados híbridos Doherty-Outphasing.

2.4.2 Outphasing-Chireix com Sinal de Entrada Otimizado

Este tipo de híbrido [12] utiliza um circuito com a mesma topologia que os amplificadores Outphasing-Chireix, sendo que a única diferença está nas características do sinal de entrada. No entanto, ao contrário do caso Outphasing-Chireix “puro”, aqui, os sinais aplicados nas entradas de cada ramo não estão limitados a amplitude constante.

Já foi dito que os amplificadores Outphasing-Chireix com compensação têm boa eficiência em backoff, no entanto, essa eficiência, ao fim de alguns dB's de backoff, apresenta um roll-off elevado, ou seja, cai muito rapidamente. Também foi dito que um grande inconveniente do Outphasing-Chireix compensado é a sua

baixa gama dinâmica. Para contornar estes problemas, o amplificador passará a funcionar em dois regimes, o de baixas potências, com sinais no “modo Doherty”, e o de potências altas, com sinais “no modo Mixed” [13].

No regime de baixas potências, como se passa a operar com sinais no modo Doherty, o roll-off da eficiência terá um comportamento semelhante a um Classe B. O facto de se diminuir a amplitude dos sinais no modo Doherty, irá, obrigatoriamente, fazer com que a potência na saída também diminua, o que se traduz num aumento da gama dinâmica de potência de saída. Este foi o tipo de híbrido Doherty-Outphasing escolhido para se projetar e implementar na prática.

2.4.3 Amplificador de Potência Dual Input Doherty-Outphasing

Neste híbrido [14] são usados dois amplificadores Doherty em paralelo (4 transístores) e duas entradas individuais, como se vê na Figura 84.

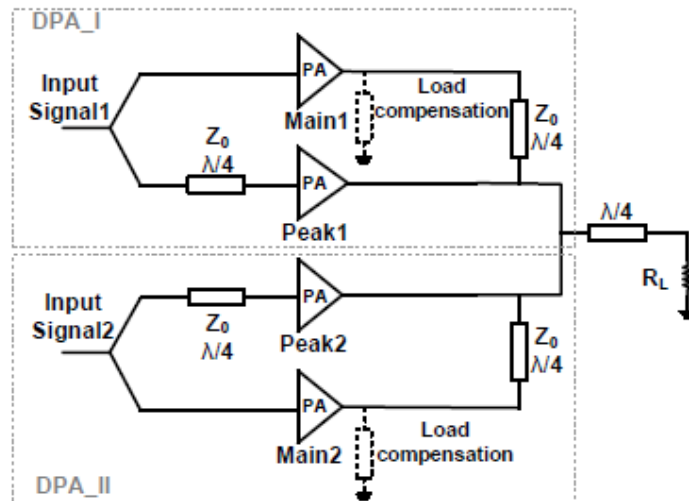


Figura 84- Amplificador Dual Input Doherty-Outphasing, retirado de [14].

A ideia principal desta topologia é a de que, quando os Peaking PA's são desligados, o circuito “se transforme” num Amplificador Outphasing-Chireix com compensação, isto porque, quando estes são desligados, é como se não existissem no circuito. Esta “transformação” no circuito é feita de forma dinâmica, ou seja, em pleno funcionamento. Contudo, para além da transformação dinâmica do circuito, sinais apropriados também terão de ser apresentados às entradas.

À luz da definição usada nesta Dissertação, o amplificador funciona em 3 regimes distintos, apesar do artigo em questão referir que são dois regimes. De qualquer forma, aqui será dada a explicação do funcionamento, de acordo com a definição apresentada anteriormente. Nunca é demais lembrar que, aqui, nesta Dissertação, quando se diz “modo Doherty”, não se está a referir à topologia do circuito, mas sim, às propriedades dos sinais aplicados nas entradas. O amplificador funciona no modo Doherty (sinais com amplitude variável e fase diferencial nula) enquanto os Peaking PA's estão ligados, o que se verifica desde a

potência máxima até 6dB de PBO. A partir daí os Peaking PA's são desligados e passa ao modo Mixed (amplitude variável e fase diferencial variável) até 14dB de backoff. Desde 14dB de PBO em diante operará no modo Doherty novamente, no entanto, agora com fase diferencial constante, mas não nula, e com os Peaking PA's desligados, permitindo um roll-off idêntico ao de um PA classe B.

Os autores deste artigo usam uma nomenclatura diferente quando se referem aos modos de operação. Por exemplo, usam "mixed-mode Outphasing" para se referirem a sinais com variação de amplitude e fase, enquanto que, aqui, é usada a designação "modo Mixed". Na Figura 85 pode ser visto o rendimento deste híbrido assim como a comparação com outros tipos de amplificadores, nomeadamente amplificadores Doherty (DPA). Seria interessante observar a curva do ganho deste amplificador por forma a avaliar a sua linearidade, mas infelizmente esta não foi reportada no artigo em questão.

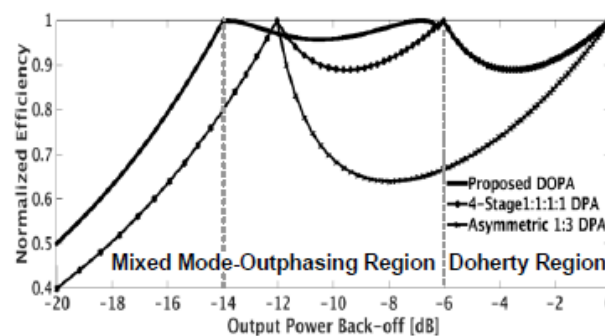


Figura 85- Eficiência do amplificador Dual Input Doherty-Outphasing, retirado de [14].

2.4.4 Amplificador Semi-Doherty Outphasing

Este tipo de híbrido, inventado por Mostafa Elmala [15] é composto por dois ramos, 201 e 202 assinalados na Figura 86, sendo que cada um contém dois PA's em que os seus transístores funcionam no modo "switching". Basicamente, segundo o que é mencionado na patente, cada estrutura composta por dois PA's e linha de transmissão (211, 212 e 213) e (221,222 e 223), substituem um único PA de uma arquitetura Outphasing convencional.

Cada conjunto de 2 PA's ligados por uma linha de transmissão, por si só, ou seja, em cada ramo separadamente, funcionam de modo a alcançar o efeito Doherty para assim aumentar a eficiência. As outras duas linhas de transmissão (214 e 224) unem os dois ramos tal como numa configuração Outphasing-Chireix, permitindo também o uso da técnica Outphasing, melhorando ainda mais a eficiência. O circuito completo recebe assim o nome de Semi-Doherty Outphasing. Note-se que a palavra Semi-Doherty é usada porque na verdade não se trata de um Doherty típico que teria um Main PA e um Peaking PA em que estes funcionariam no modo "corrente" e não em modo "switching". No documento da patente é também mostrada a curva de eficiência, onde se vê que o amplificador consegue uma eficiência acima de 50% a partir de 20dB de PBO, o que é bastante considerável.

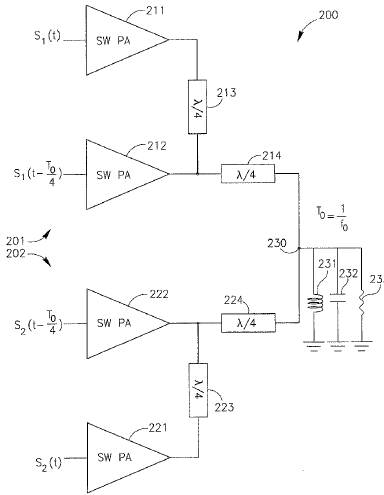


Figura 86- Amplificador Semi-Doherty Outphasing, retirado de [15].

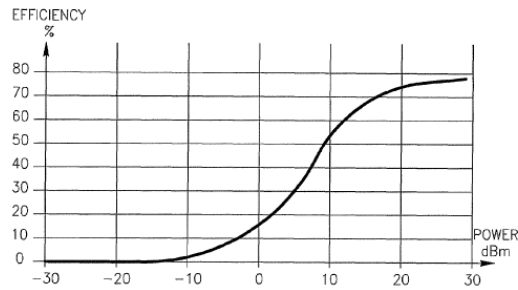


Figura 87- Eficiência do Amplificador Semi-Doherty Outphasing, retirado de [15].

2.4.5 Amplificador Doherty-Outphasing Continuum

Este tipo de híbrido é conceitualmente diferente dos apresentados anteriormente. Neste caso, uma melhoria da eficiência é obtida “pelo lado da frequência”. Neste artigo [16] os autores dizem ser capazes de obter uma eficiência elevada para uma largura de banda considerável. Para entender este conceito apresenta-se o circuito Figura 88, que modela dois amplificadores ligados a uma carga por duas linhas de transmissão de comprimentos elétricos θ_1 e θ_2 , respetivamente.

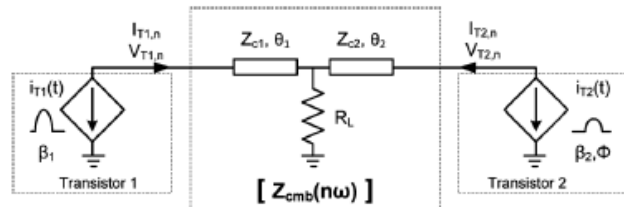


Figura 88- Amplificador Doherty-Outphasing Continuum, retirado de [16].

Imediatamente se pode constatar que se $\theta_1 = 90^\circ$ e $\theta_2 = 0^\circ$, resulta na configuração Doherty, e, por outro lado, se $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$, resulta na configuração Outphasing-Chireix.

No circuito (ideal) da figura, os únicos elementos dependentes da frequência são as linhas de transmissão que compõem o combinador. É precisamente a variação da frequência, isto é, a largura de banda do sinal, que fará com que o combinador seja modificado dinamicamente. Os autores do artigo fizeram um estudo da eficiência média deste amplificador em função de θ_1 e θ_2 , quando excitado por um sinal WCDMA de (6.7-dB PAPR).

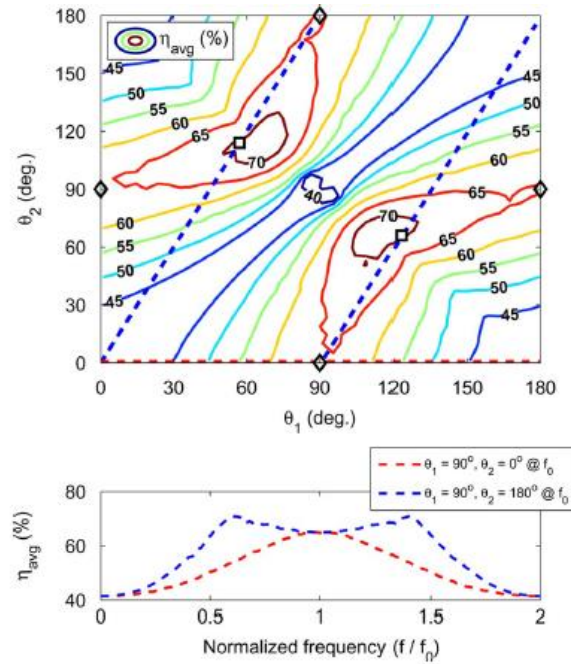


Figura 89- Eficiência do amplificador Doherty-Outphasing Continuum, retirado de [16].

No topo da Figura 89 são apresentados contornos para vários valores de eficiência média. As marcas quadrado e losango, representam a eficiência do amplificador quando este está com o combinador no modo Outphasing e Doherty, respetivamente. A linha vermelha a tracejado representa a variação dos comprimentos elétricos com a frequência, onde $\theta_1 = 90^\circ$ e $\theta_2 = 0^\circ$ à frequência fundamental f_0 . Da mesma forma, a linha a azul tracejado representa a variação dos comprimentos elétricos com a frequência, onde $\theta_1 = 90^\circ$ e $\theta_2 = 180^\circ$ à frequência fundamental f_0 . Estas linhas foram projetadas verticalmente (mesma figura em baixo), onde se obtém o gráfico do rendimento médio em função da frequência. Verifica-se no caso da linha azul a tracejado, uma eficiência considerável numa largura de banda extremamente elevada, em contraste com a linha vermelha a tracejado que representa o Doherty convencional. De notar também, tal como os autores do artigo referem, que neste estudo foi assumido um ótimo controlo da corrente em cada ponto. No fundo, os autores mostram que a utilização de uma linha de transmissão com comprimento físico de $\frac{\lambda}{4}$ e outra com comprimento de $\frac{\lambda}{2}$, conjugado com uma manipulação adequada dos sinais de entrada, possibilita um bom rendimento numa largura de banda elevada.

3. Amplificador Classe F

Um amplificador de potência Classe F foi projetado para operar a uma frequência de 2GHz, usando tecnologia microstrip, com substrato Rogers4350B e transistor GaN CGH35015F da Cree. Nesta Dissertação, todos os amplificadores foram projetados com o auxílio do software ADS da Keysight.

3.1 Análise DC- Curvas IV do Transistor

Por forma a polarizar devidamente o transistor, foi feita uma simulação onde se pretendeu obter as curvas características deste. Os resultados podem ser vistos na Figura 91 e Figura 92.

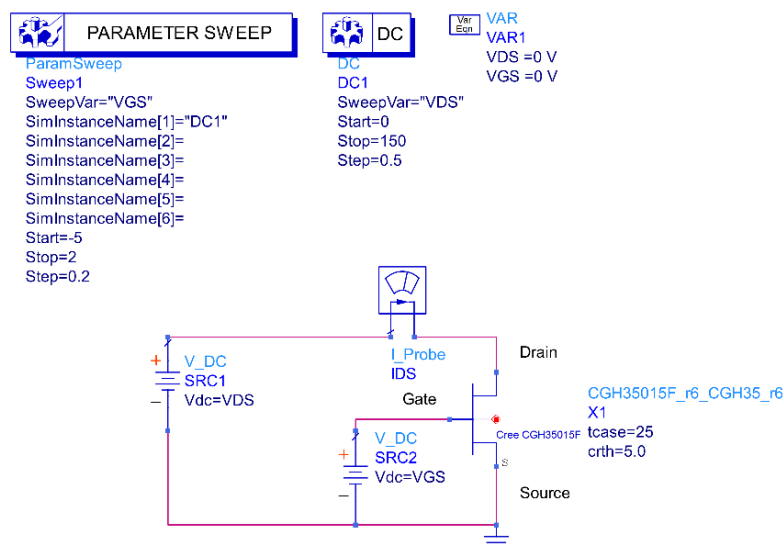


Figura 90- Circuito usado para análise DC do transistor.

Os valores a extrair desta simulação são, a tensão $V_T = -3.3V$, a corrente máxima de Dreno $IDS_{m\acute{a}x} = 2.4A$ e a tensão $V_{knee} = 6V$. Com estes parâmetros, foi decidido polarizar o transistor com uma tensão $VGS = -3.2V$ ($I_q = 13mA$) e uma tensão $VDS = 28V$.

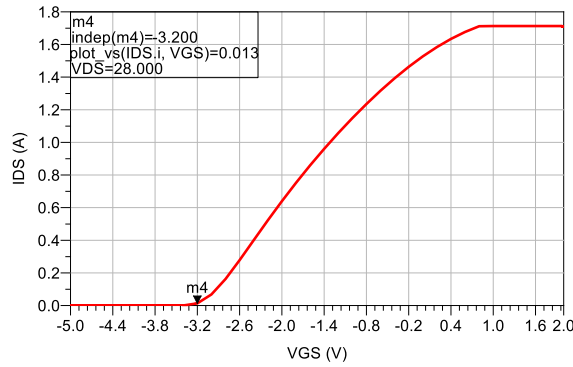


Figura 91- Análise DC- IDS(VGS).

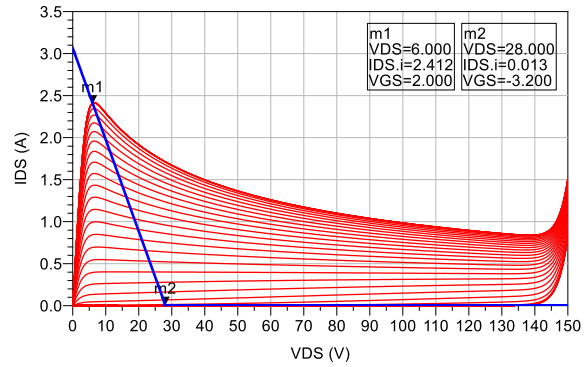


Figura 92- Análise DC- IDS(VDS).

3.2 Controlo Harmónico e Polarização da Entrada

Com este circuito (Figura 94) foi possível obter “curto-circuito” a todas as harmónicas (2ª, 3ª, 4ª e 5ª), sendo para isso utilizados stubs com comprimento elétrico de 90°. Estes impõem, na sua entrada, um curto circuito à respetiva harmónica. Ajustando o comprimento das linhas de transmissão à direita de cada stub, obteve-se o curto circuito a ser apresentado à gate do transístor (porto 1). Contudo, depois de uma análise à estabilidade do amplificador (que se verá mais à frente), verificou-se que o PA era instável a baixas frequências (abaixo da fundamental), e concluiu-se que a solução passaria por aumentar, de alguma forma, a resistência da malha de entrada, para baixas frequências. Foi então acrescentado um RC paralelo (PRC1 no esquemático) por forma a atenuar as baixas frequências, “deixando passar” as altas, por outras palavras, um filtro passa alto. Importa referir que a malha de polarização está também incluída neste circuito.

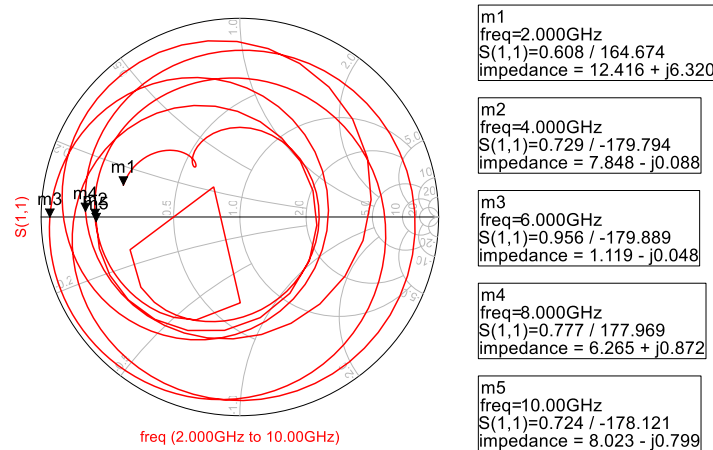


Figura 93-Impedância (vista da gate do transístor) da Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Entrada.

Como se pode ver na Figura 93, a impedância vista da gate não é exatamente um curto circuito, ou seja, a resistência não é nula. Isto deve-se a alguma atenuação causada pela resistência R3 (5Ω, usada para “reforçar” a estabilidade), pelo RC paralelo e também pelas perdas nas linhas de transmissão. Note-se que aqui, ainda não foi feito nenhum “tratamento” da fundamental (2GHz), uma vez que não se pretende que seja essa a função deste circuito (bloco).

3.3 Controlo Harmónico e Polarização da Saída

Como já foi dito, um Amplificador Classe F é caracterizado por uma malha de saída que apresenta uma impedância infinita às harmónicas ímpares e curto-circuito às harmónicas pares. Num transistor real não temos acesso ao dreno, mas sim ao pino de saída que está ligado a este internamente, sendo que entre eles existem capacidades e indutâncias parasitas introduzidas pelo encapsulamento e pelo próprio pino. O modelo do transistor CGH35015F aqui usado nas simulações é um modelo extrínseco, ou seja, contempla os elementos parasitas e não permite acesso ao dreno (interno). Assim sendo torna-se necessário compensar estes elementos parasitas e, por isso, já não se deverá desenhar malhas que apresentem um circuito aberto ou um curto circuito, mas sim uma impedância que combinada com esses denominados parasitas resultem efetivamente num circuito aberto ou curto-circuito no plano do dreno (dreno intrínseco). Usando a ferramenta LoadPull do ADS (Figura 95), foi possível obter o valor da melhor impedância a apresentar (às várias harmónicas), neste caso, ao dreno. Na Figura 97 mostram-se as impedâncias do circuito projetado, “vistas” do lado do porto 1 (da Figura 98), ou seja, do dreno.

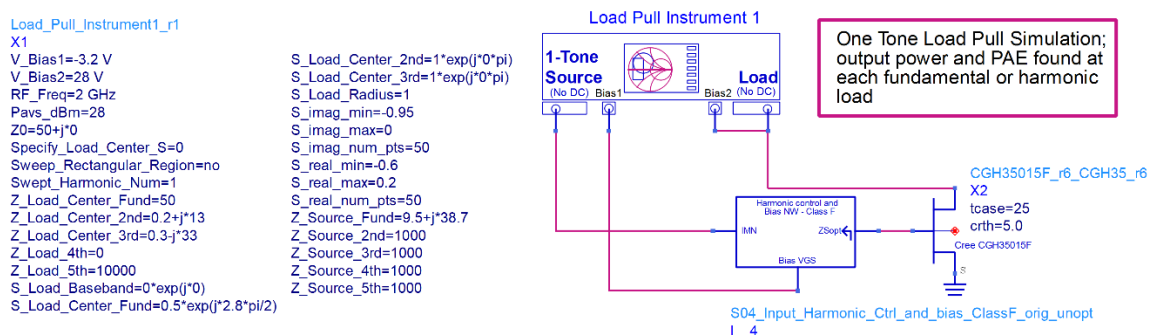


Figura 95- Análise LoadPull para obtenção do valor das impedâncias ótimas para a síntese da malha de adaptação da entrada(IMN) @ f_0 , e malha de controlo harmónico da saída.

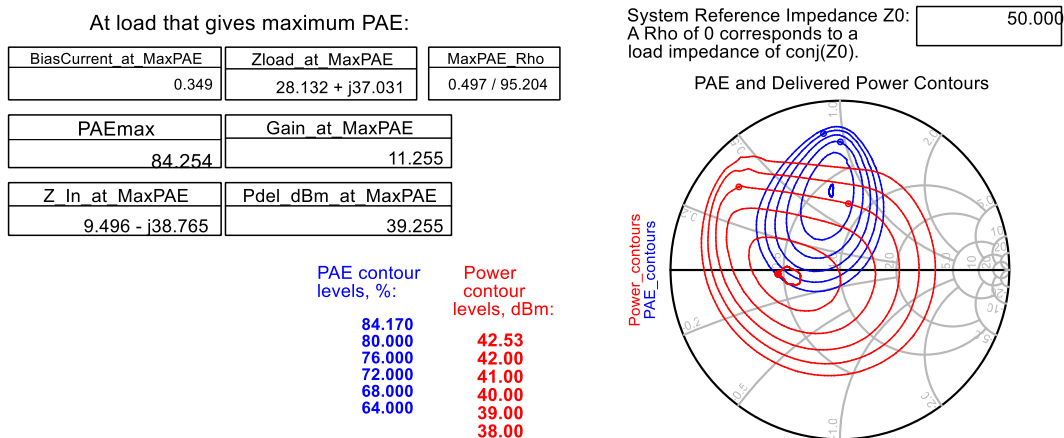


Figura 96- Resultado da Análise LoadPull para obtenção do valor das impedâncias ótimas para a síntese da malha de adaptação da entrada(IMN) @ f_0 , e malha de controlo harmónico da saída.

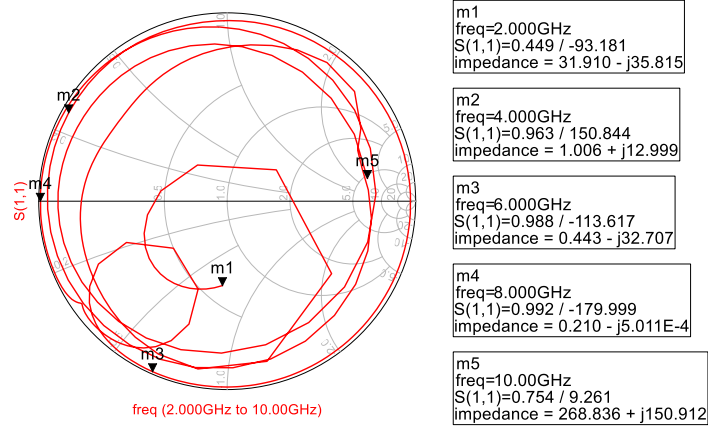


Figura 97- Impedância (vista do dreno do transistor) da Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Saída.

Como se pode observar na Figura 97, à 2ª harmónica (m2), a impedância não é um curto-circuito, e à 3ª harmónica (m3) não é um circuito aberto. Isto deve-se ao fato de que é necessário apresentar impedâncias que compensem os elementos parasitas, conforme dito anteriormente. Note-se na Figura 95, que o bloco que contém a malha de controlo harmónico da entrada foi incluído nesta análise LoadPull, o que permitiu obter a melhor impedância da fonte $Z_s = Z_{in}^*$ para que se possa projetar a malha de adaptação para a frequência fundamental (IMN), que se verá mais à frente. Na Figura 98 pode ver-se o circuito da malha de controlo harmónico da saída, onde também se incluiu a malha de polarização.

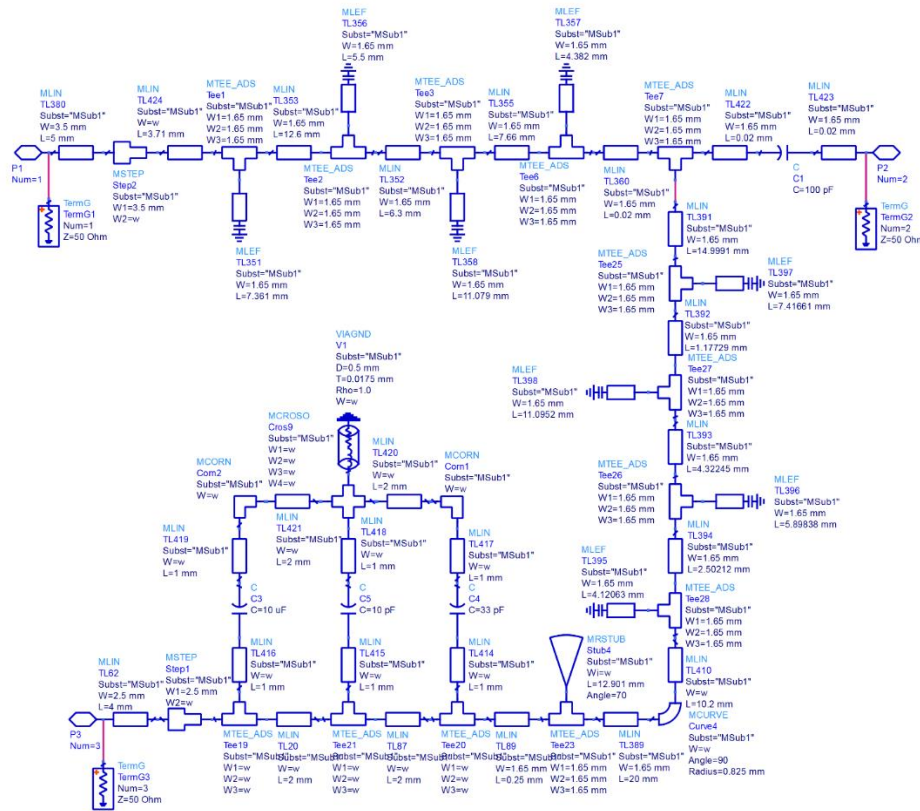


Figura 98- Malha de Controlo Harmónico e Polarização da Saída.

3.4 Adaptação da Entrada (IMN) e Saída (OMN)

Da análise LoadPull feita anteriormente obteve-se o valor da impedância ótima, à frequência fundamental, para a malha da entrada. A Figura 99 mostra o circuito projetado ao qual se deu o nome IMN (Input Matching Network).

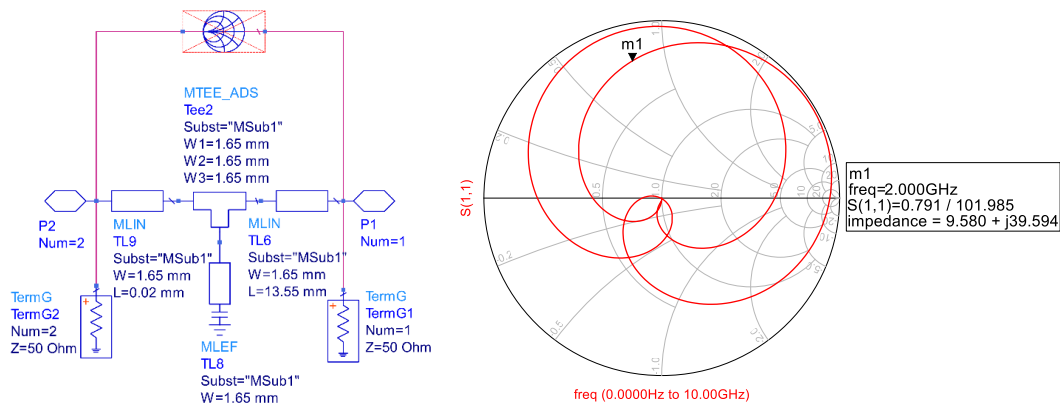


Figura 99- Malha de Adaptação da Entrada (IMN).

Importa referir que a linha de transmissão TL9, de comprimento 0.02mm, tem uma influência desprezável no circuito, tendo sido incluída somente para facilitar a simulação EM do ADS (na dimensão dos portos).

Em seguida foi feita outra análise LoadPull, para determinar a impedância ótima à frequência fundamental na saída (após a malha de controlo harmónico), com vista ao desenho da OMN (Output Matching Network) que se apresenta na Figura 102.

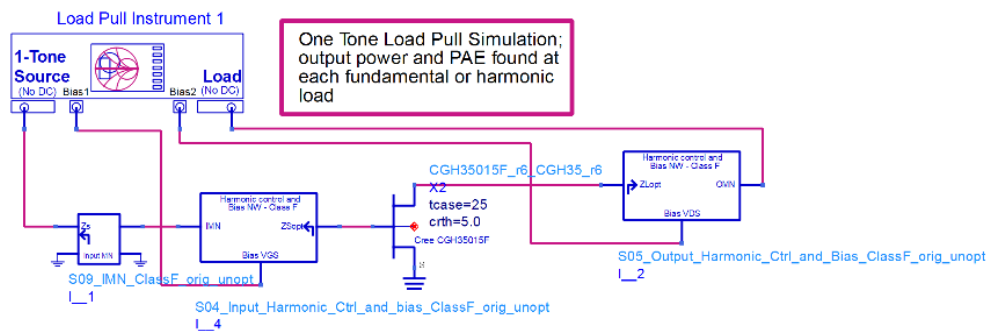


Figura 100- Análise LoadPull para obtenção do valor da impedância ótima para a síntese da malha de adaptação da saída(OMN) @ f₀.

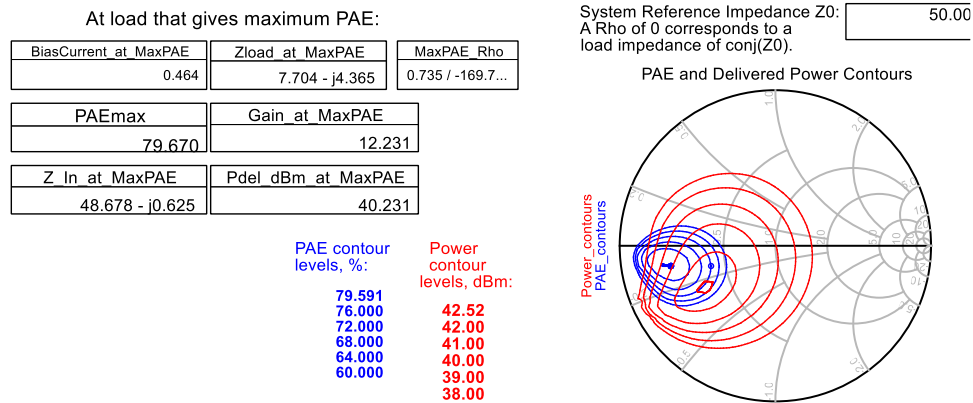


Figura 101- Resultado da Análise LoadPull para obtenção do valor da impedância ótima para a síntese da malha de adaptação da saída(OMN) @ f0.

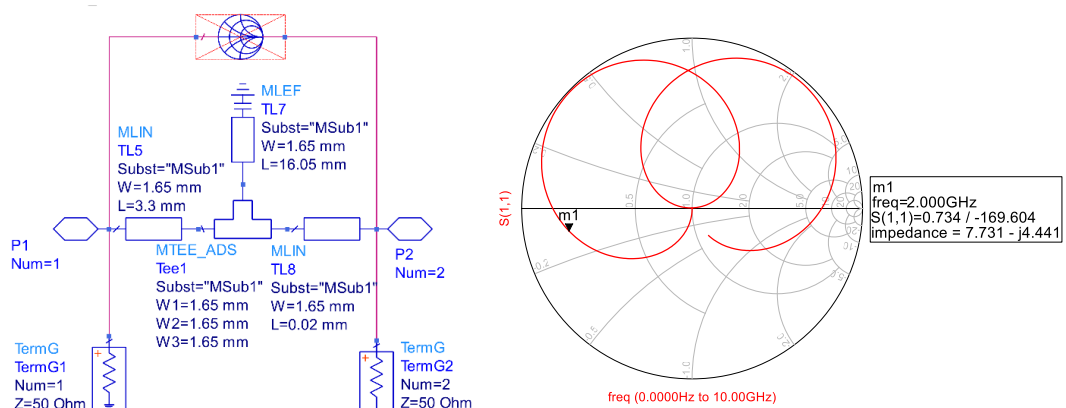


Figura 102- Malha de Adaptação da Saída (OMN).

3.5 Esquemático Completo

A seguir apresenta-se o esquemático completo do Amplificador Classe F projetado, onde estão discriminados todos os blocos que o constituem, após ter sido submetido a otimização com o objetivo de melhorar a eficiência.

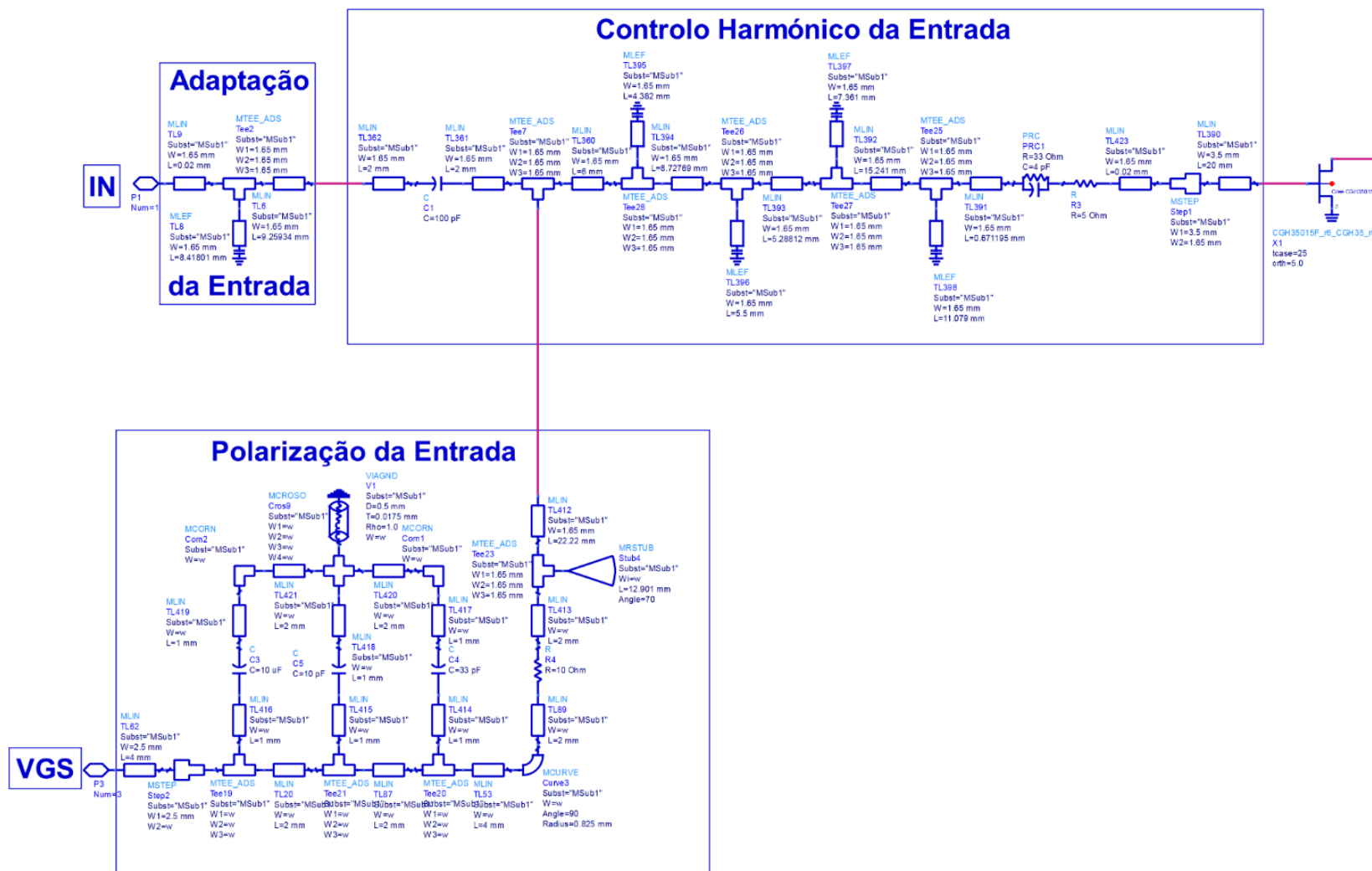


Figura 103- Esquemático da Entrada do Amplificador Classe F.

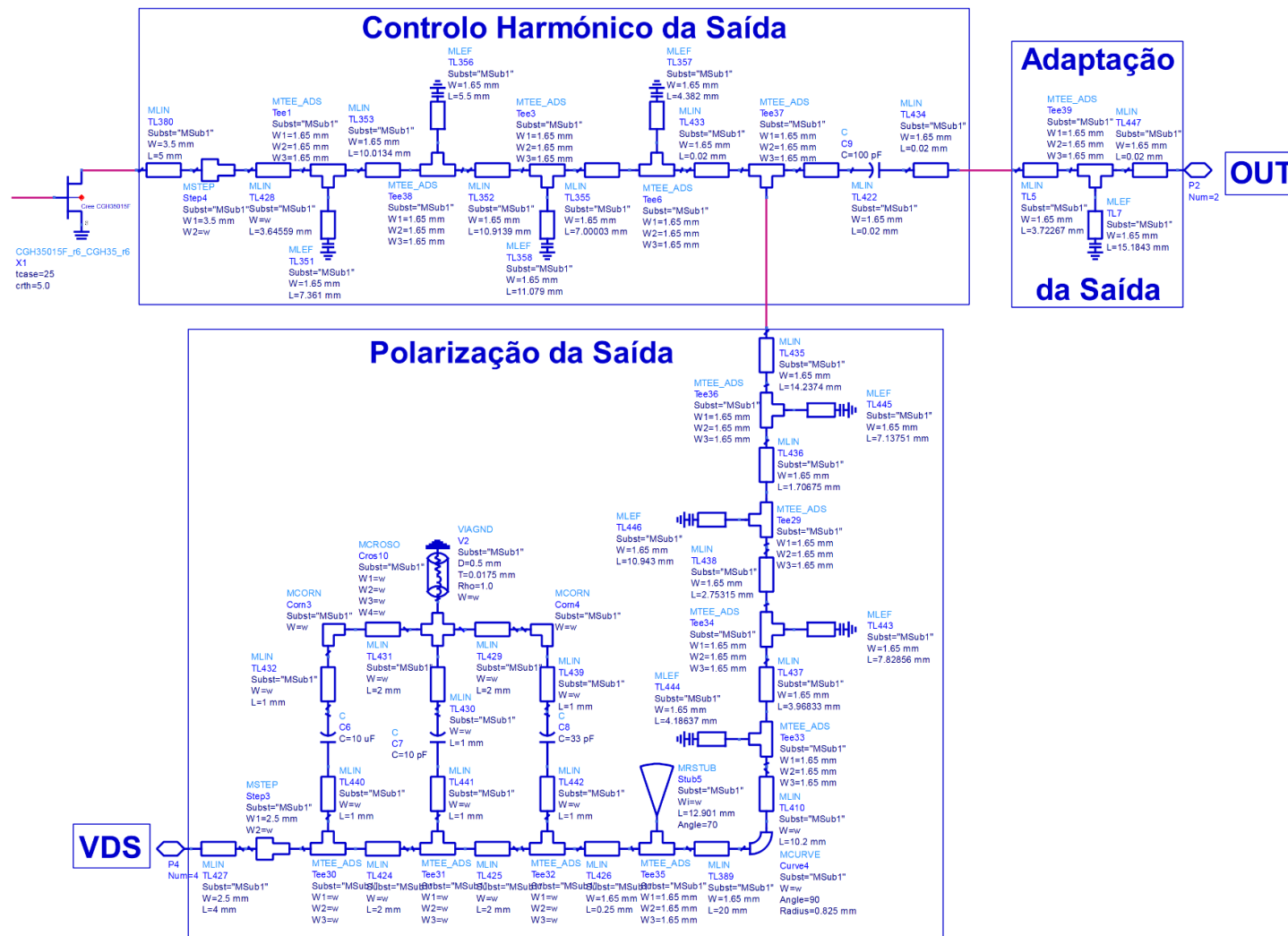


Figura 104- Esquemático da Saída do Amplificador Classe F.

3.6 Análise da Estabilidade

Agora será testada a estabilidade do amplificador projetado. Será feita a análise não só para pequenos sinais, mas também para grandes sinais visto que se trata de um amplificador de potência.

Uma das formas de analisar a estabilidade de uma rede de dois portos (ou o amplificador em questão) é através do “fator de estabilidade”, sendo condição necessária e suficiente que este seja superior a 1, para se garantir estabilidade incondicional. Outra forma de analisar a estabilidade seria através dos círculos de estabilidade da entrada e saída. As próximas figuras mostram os resultados obtidos.

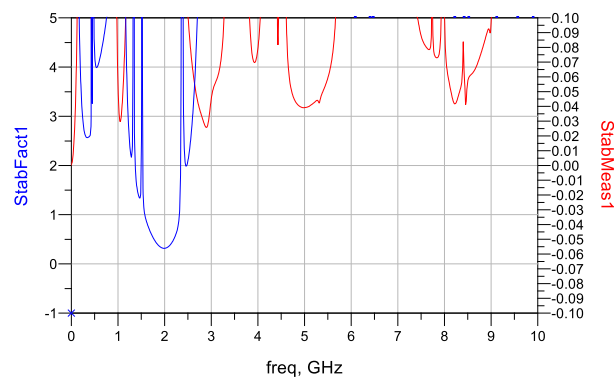


Figura 105- Fator de Estabilidade (a azul).

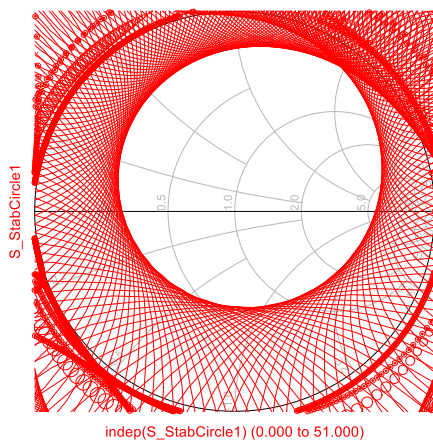


Figura 106- Círculos de estabilidade à entrada (para pequenos sinais).

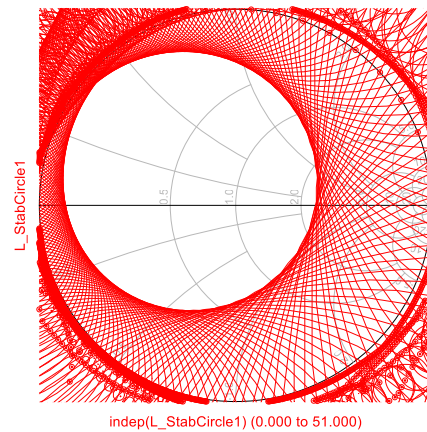


Figura 107- Círculos de estabilidade à saída (para pequenos sinais).

Os círculos mostram que o amplificador é condicionalmente estável. A zona “branca” da carta de Smith mostra as cargas que garantem estabilidade. Por exemplo, uma fonte de sinal e uma carga que tenham uma impedância de 50Ω podem ser aplicadas sem que o amplificador se torne instável.

O software ADS contém “ferramentas” que também permitem uma análise da estabilidade para grandes sinais. As figuras seguintes mostram o resultado dessa análise.

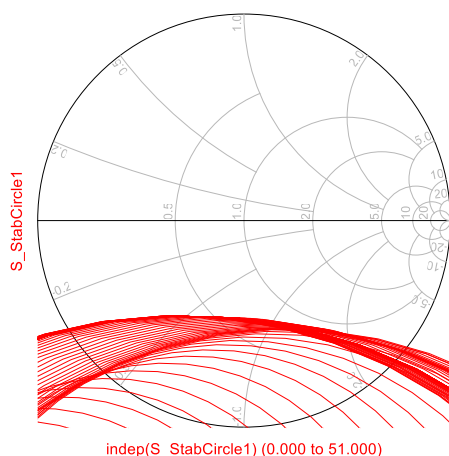


Figura 108- Círculos de estabilidade à entrada (para grandes sinais).

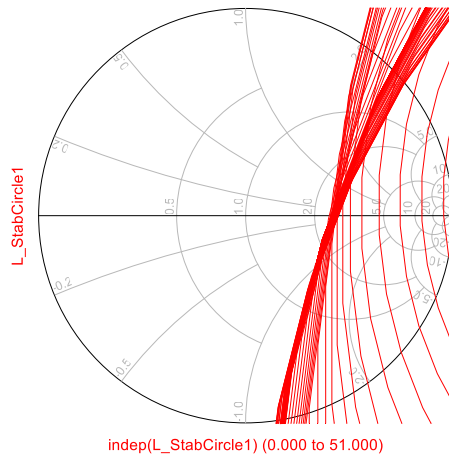


Figura 109- Círculos de estabilidade à saída (para grandes sinais).

3.7 Simulação e resultados

Foi feita uma simulação ao amplificador Classe F, onde se obtiveram os seguintes resultados de PAE e Ganho.

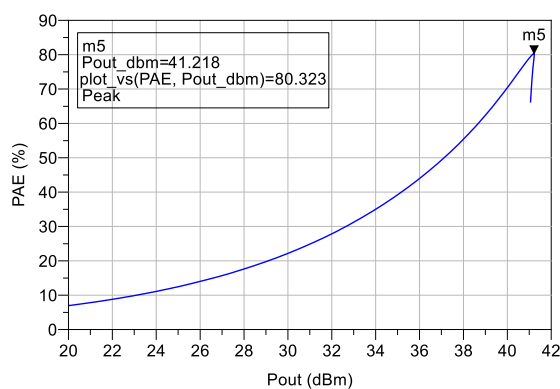


Figura 110- PAE do PA Classe F.

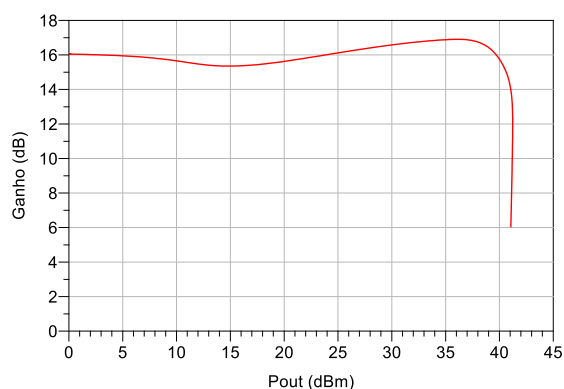


Figura 111- Ganho de transdução do PA Classe F.

Observa-se uma PAE máxima de 80.3%, uma potência máxima de saída de 41.2dBm e um ganho de cerca de 16dB. Verifica-se também que a curva do ganho apresenta alguma compressão seguida de expansão, ainda antes do transístor atingir a região de tríodo, algo que se percebe pelo facto do transístor não ser ideal, ao contrário das simulações com componentes ideais do capítulo 2.

4. Amplificador Classe F Balanceado

Uma vez que os amplificadores Doherty e Outphasing contêm 2 PA's, então o amplificador Classe F com um único PA não serve como referência para comparação. Para que uma comparação seja justa, todos deverão ter a mesma potência de saída máxima. Por essa razão foi projetado um amplificador Classe F Balanceado, que nada mais é que dois PA's Classe F em paralelo e a funcionar em quadratura [17].

4.1 Quadrature Hybrid Power Splitter

Um "Quadrature Hybrid Power Splitter" divide a potência do sinal em duas partes iguais. Este impõe um atraso de 90° num dos seus ramos e 180° no outro. Utiliza num dos seus portos (isolated port) uma resistência para dissipar potência que seja refletida caso as suas saídas não estejam adaptadas ou terminadas devidamente, garantindo o isolamento entre portos. A Figura 112 mostra o circuito criado, e nas figuras seguintes é apresentada a caracterização deste circuito.

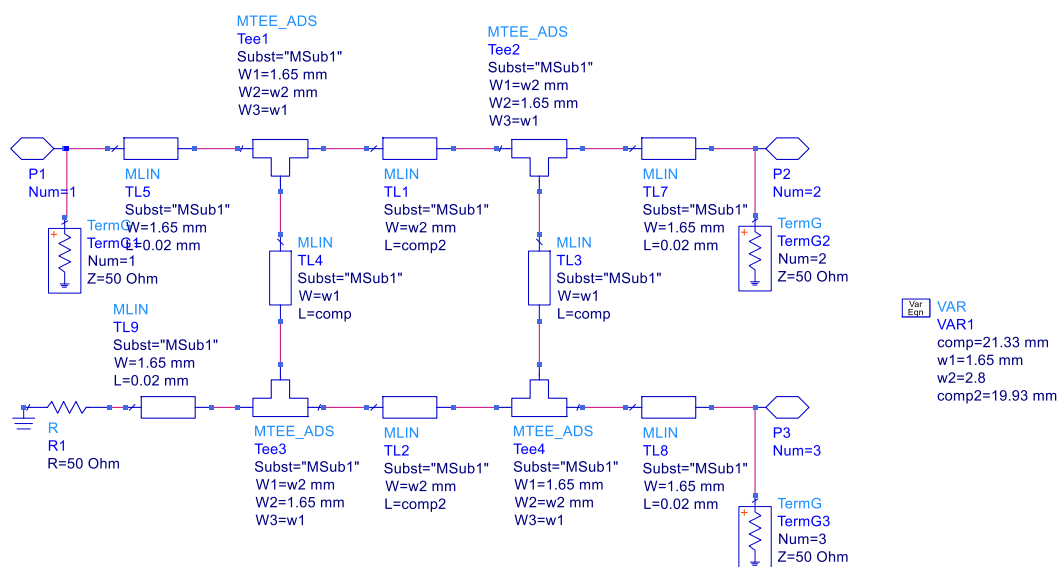


Figura 112- Esquemático do Quadrature Hybrid Power Splitter.

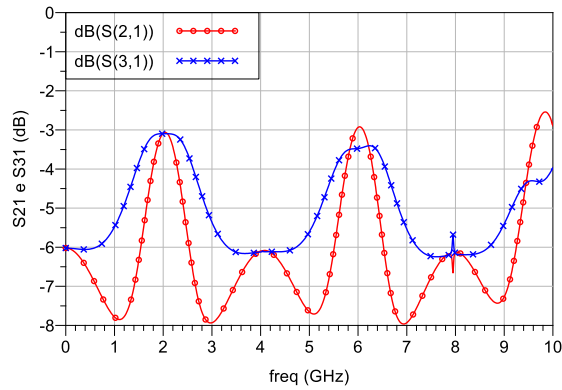


Figura 113- Parâmetros S21 e S31.

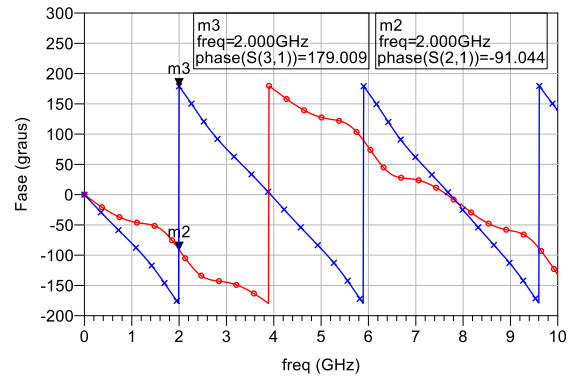


Figura 114- Fase nos portos 2 e 3, em relação ao porto1.

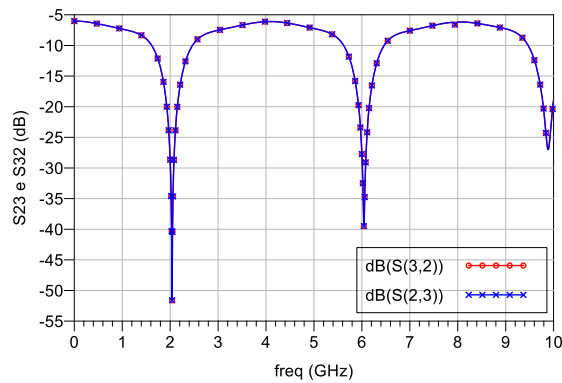


Figura 115- Parâmetros S23 e S32.

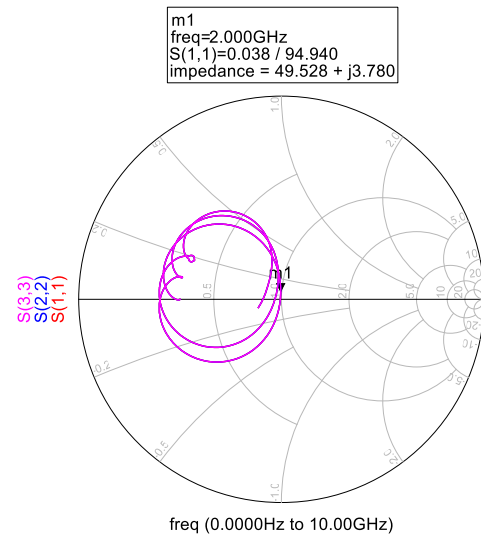


Figura 116- Impedâncias vistas do porto 1, 2 e 3.

Na Figura 113, vê-se que existe uma redução da potência do sinal do porto 1 para os portos 2 e 3, de 3dB, isto é, a potência divide-se em dois, tal como esperado. Na Figura 114, vê-se os atrasos de fase nas saídas 2 e 3 de cerca de 90° e 180° respetivamente. Na Figura 115, verifica-se o isolamento considerável entre os portos de 2 e 3, e na Figura 116, constata-se que a impedância vista da entrada, assim como das saídas, é de 50Ω, tal como se pretendia.

4.2 Esquema de blocos

Na Figura 117 apresenta-se o esquemático deste amplificador.

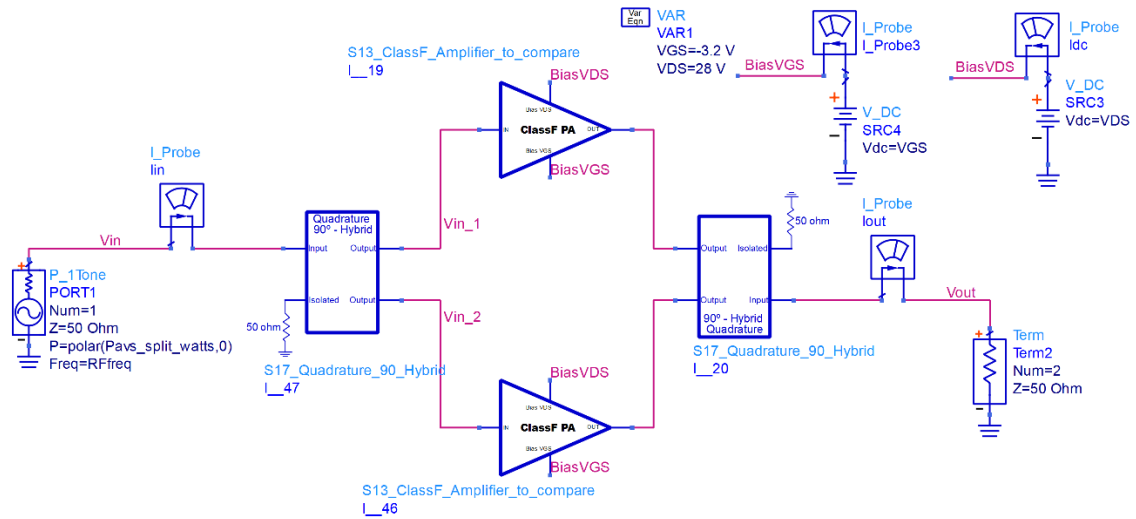


Figura 117- Esquemático do Amplificador Classe F Balanceado.

4.3 Simulação e Resultados

Foi efetuada uma simulação por Harmonic Balance de 5ª ordem que permitiu obter os seguintes resultados de PAE e ganho.

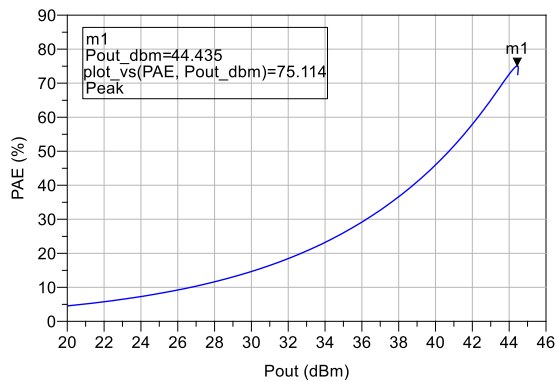


Figura 118- PAE do Amplificador Classe F Balanceado.

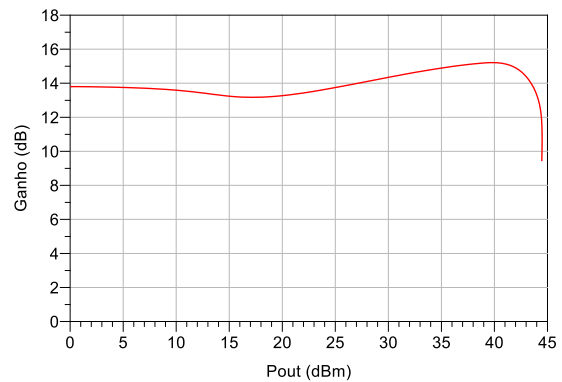


Figura 119- Ganho de transdução do Amplificador Classe F Balanceado.

Com este amplificador foi possível obter o dobro da potência do amplificador Classe F (com um único PA) projetado no capítulo 3, tornando possível uma comparação com os amplificadores que serão projetados a seguir.

5. Amplificador Outphasing-Chireix

Neste capítulo será apresentado o projeto do amplificador Outphasing-Chireix usando modelos de componentes reais. Este será composto por dois PA's Classe F, tendo sido para isso replicado o projeto criado anteriormente no capítulo 3, no entanto, estes acabaram por ser novamente sujeitos a otimização.

5.1 Esquema de blocos

Apresenta-se na Figura 120, o esquema de blocos do Amplificador Outphasing-Chireix. Um esquemático mais detalhado será apresentado no capítulo 8.

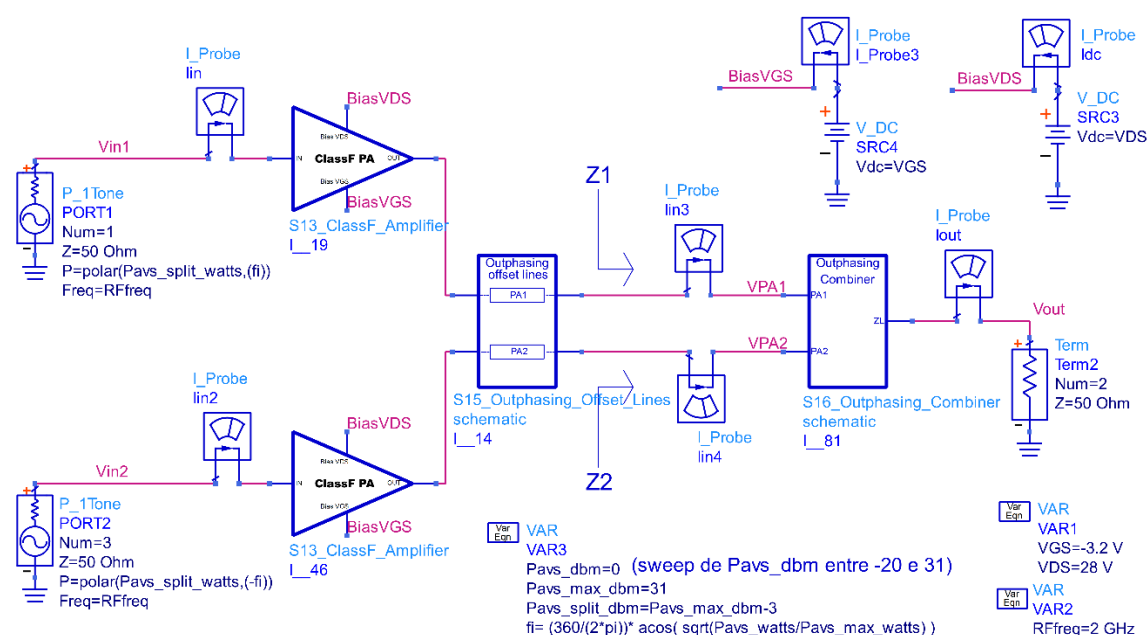


Figura 120- Esquemático do Amplificador Outphasing-Chireix.

5.2 Simulação e Resultados

Foi feita uma simulação do circuito da Figura 120, onde a variável “Pavs_dbm” foi alvo de um varrimento de -20dBm a 31dBm. A cada ramo do amplificador foi aplicado um sinal com potência constante e igual a 28dBm com fase ϕ no ramo superior e fase $-\phi$ no ramo inferior, sendo que a expressão de calculo da fase pode ser vista na Figura 120. Note-se que o bloco “Outphasing Combiner” é constituído por um combinador Chireix assimétrico, e por uma linha de transmissão $\frac{\lambda}{4}$ com impedância característica de aproximadamente $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$. Esta faz a conversão dos 50 Ω da carga, para 25 Ω . Os resultados desta simulação são apresentados nas próximas figuras.

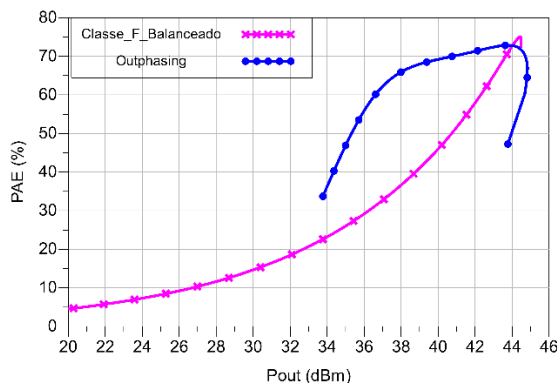


Figura 121- PAE do amplificador Outphasing-Chireix (a azul).

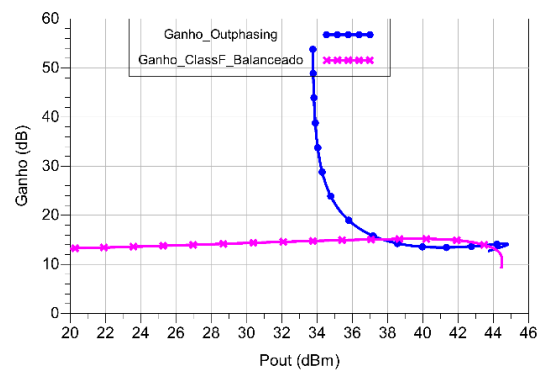


Figura 122- Ganho do amplificador Outphasing-Chireix.

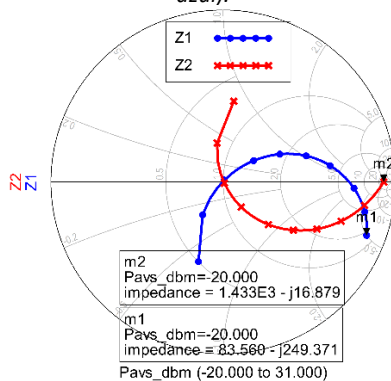


Figura 123- Impedâncias Z1 e Z2.

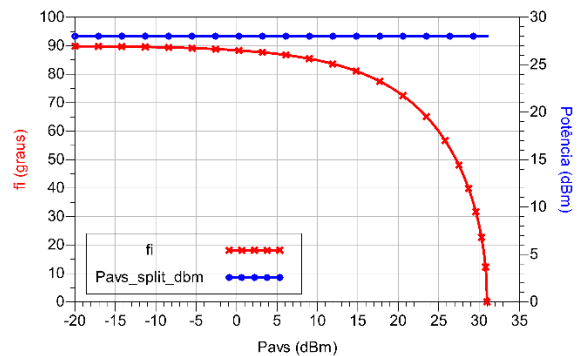


Figura 124- Sinal de entrada de cada PA.

Tal como se esperava, um bom rendimento foi alcançado, estando a PAE acima de 50% a partir de 10dB de backoff. Verifica-se também a já esperada baixa gama dinâmica (cerca de 11dB). Importa referir que o ganho aqui apresentado não corresponde ao típico ganho de transdução entre a potência de saída e a potência disponível aplicada nas entradas, mas sim um ganho de transdução “virtual” que relaciona a potência de saída com a potência do sinal de entrada original, sinal este que dá origem à modulação Outphasing.

6. Amplificador Doherty Dual Input

Tal como dito no capítulo 2, projetou-se um amplificador Doherty com modelos de componentes reais, no sentido de se estudar e perceber as suas características e limitações, e que se apresenta em seguida.

Num amplificador Doherty, o Main PA deverá ser linear. Como já foi projetado um PA Classe F e, foi polarizado em Classe AB, este terá um comportamento “linear” desde que não se leve o seu transístor à saturação, podendo, portanto, ser usado como Main PA.

O Peaking PA também não foi exceção e utilizou o circuito do Amplificador Classe F como base. Contudo, foi polarizado em classe C, com VGS=-6.22V e VDS=28V. Ambos os PA’s foram sujeitos a nova otimização.

O próximo passo foi criar o combinador Doherty. Este contém uma linha de transmissão $\lambda/4$ de impedância característica Z_0 que liga da saída do Main PA à saída do Peaking PA. À semelhança do que foi feito no combinador Chireix, foi acrescentada uma linha de transmissão com comprimento $\lambda/4$ e impedância característica $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ para converter os 50Ω da carga em 25Ω, tal como se pode ver na Figura 125.

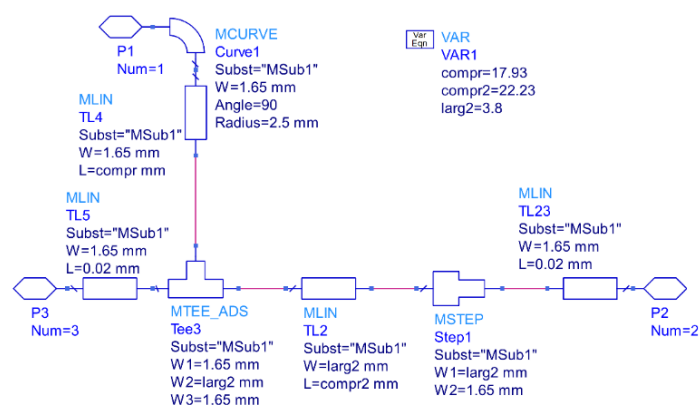


Figura 125- Combinador Doherty.

A razão para o uso das linhas de offset (ver Figura 126) foi de certa forma explicada no capítulo 2, no entanto, uma explicação diferente será dada aqui. Neste caso, como os PA’s podem ser vistos como fontes de corrente, estas linhas servem para que se veja uma impedância o mais próxima possível de um circuito aberto quando se “olha” para os PA’s, tentando aproximar a impedância de saída de uma fonte de corrente ideal [18], [19] .

6.1 Esquema de blocos

Na Figura 126 mostra-se o esquema de blocos do amplificador Doherty Dual Input projetado. Note-se que a linha de transmissão colocada à entrada do Peaking PA serve o propósito de criar um atraso de 90° por forma a compensar o atraso no combinador.

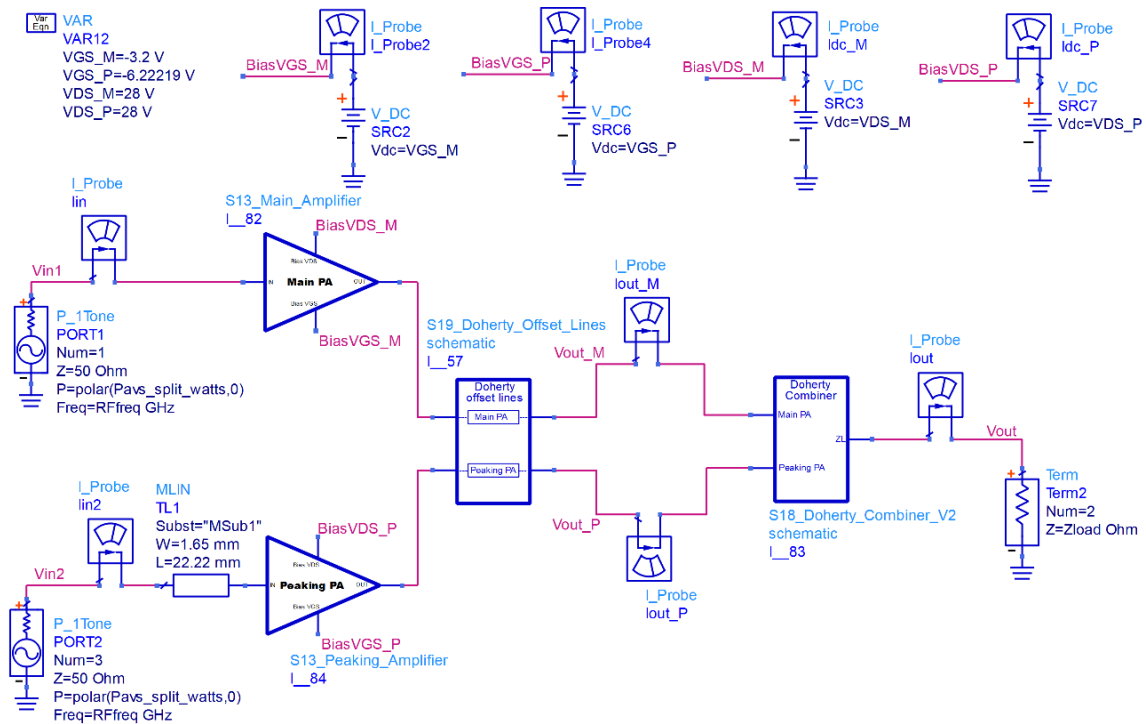


Figura 126- Esquemático do Amplificador Doherty Dual Input.

6.2 Simulação e Resultados

Foi feita uma simulação por Harmonic Balance de 5ª ordem no ADS, de onde se extraíram os resultados das principais figuras de mérito, PAE, ganho, entre outros, que se apresentam a seguir.

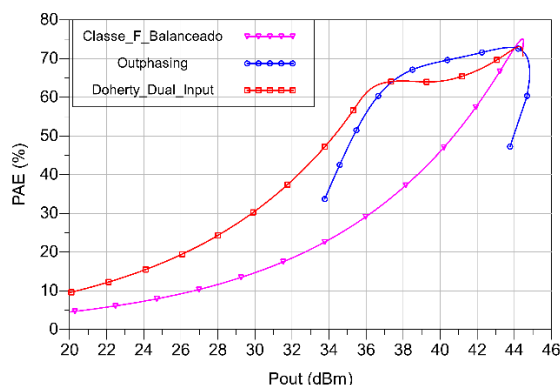


Figura 127- PAE do amplificador Doherty Dual Input.

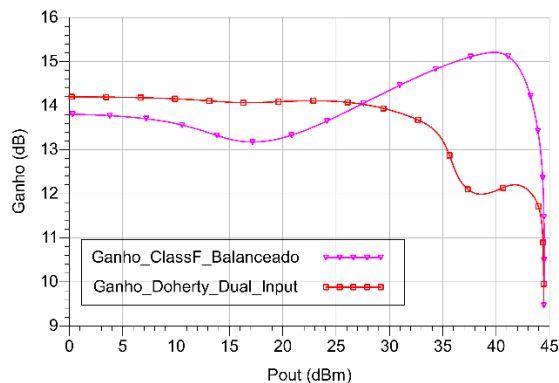


Figura 128- Ganho de transdução do amplificador Doherty Dual Input.

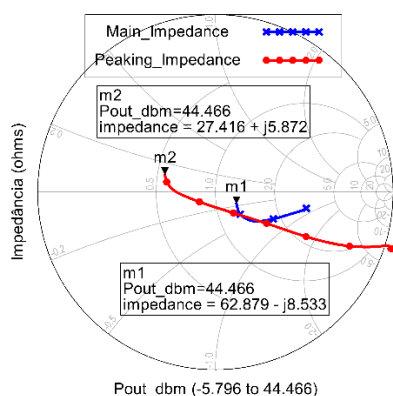


Figura 129- Impedâncias "vistas" após as linhas de offset.

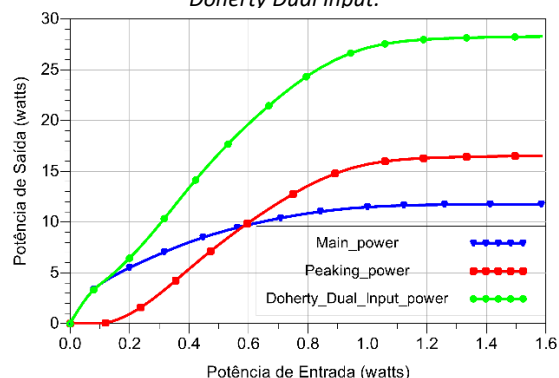


Figura 130- Potência de saída do Main PA, Peaking PA e na carga.

Pela Figura 127 vemos que este amplificador apresenta uma PAE considerável, ainda assim inferior à do Outphasing-Chireix, desde a potência máxima até cerca de 8 dB de backoff. A partir daí, e à medida que a potência desce, o Doherty Dual Input apresenta melhor rendimento que o Outphasing-Chireix com combinador assimétrico do capítulo 5. De qualquer forma, conseguiu-se uma PAE superior a 50% a partir de 10dB de PBO.

Quanto ao ganho, este não é constante, apresentando uma forte compressão seguida de expansão e compressão novamente. Isto acontece precisamente na região em que o Main PA começa a saturar e o Peaking entra em funcionamento. De certa forma era expectável que acontecesse porque os transístores não são ideais. Este amplificador teria, naturalmente, de ser submetido a linearização, por exemplo, através de técnicas de DPD (Digital Pré-Distortion).

Na Figura 130 é visível que o Peaking PA é "ligado mais cedo" do que no caso apresentado no capítulo 2. Isto deve-se ao facto de que, aqui, se pretende atingir elevada eficiência para valores de backoff tanto maiores quanto possível.

7. Amplificador Híbrido Doherty-Outphasing

Neste capítulo serão usados os projetos já criados do amplificador Outphasing-Chireix e do amplificador Doherty Dual Input, sem que lhes tenha sido aplicada qualquer modificação ao nível do circuito. O estudo aqui feito, baseia-se somente na aplicação de sinais apropriados nas entradas dos amplificadores, no sentido de observar o desempenho destes como híbridos Doherty-Outphasing.

7.1 Teste com o Amplificador Outphasing-Chireix

Para este teste, foi usado o amplificador Outphasing-Chireix com modelos de componentes reais projetado no capítulo 5, e que se mostra na Figura 131. Note-se a alteração feita nos parâmetros das fontes de sinal.

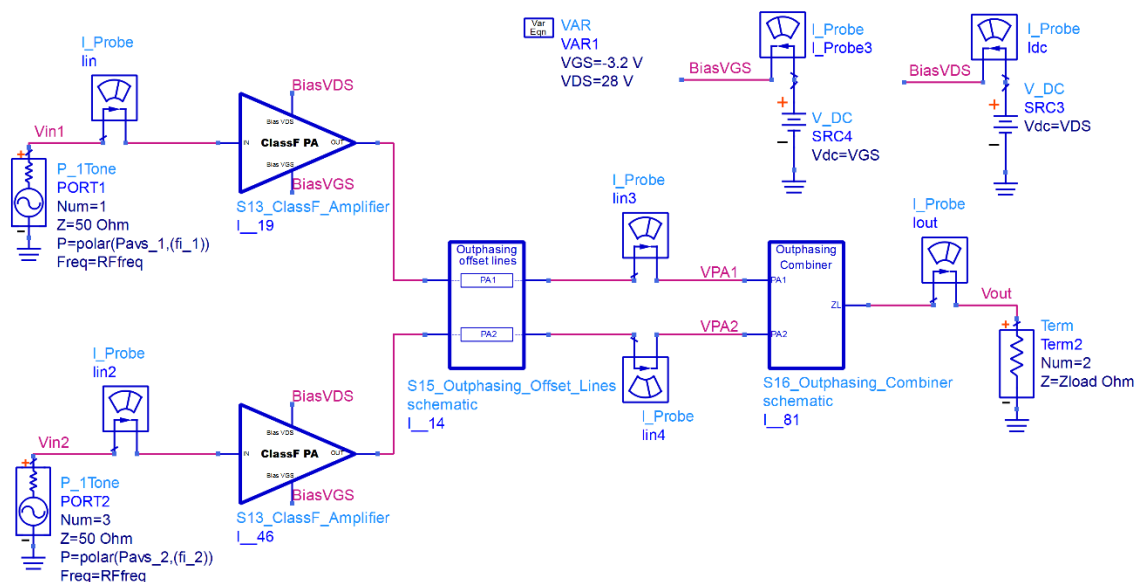


Figura 131- Esquemático do amplificador Outphasing-Chireix, usado nos testes do Híbrido.

7.1.1 Teste Exaustivo

Com este teste pretendeu-se fazer um varrimento de todas as combinações possíveis de amplitude e fase nas duas entradas do transmissor, daí o nome “Teste Exaustivo”, para que desta forma se consiga visualizar todo o conjunto de soluções que se pode obter a partir da manipulação dos sinais de entrada. É claro que quando se diz “todas as combinações possíveis”, está-se obviamente a falar de um conjunto discreto, e que não exija demasiado esforço computacional, ainda assim é um conjunto substancial e representativo. Apresenta-se na Tabela 6 os parâmetros de simulação que foram alvo de “sweep” e os respetivos intervalos de variação, assim como o incremento (passo). O número total de combinações que o simulador executou foi de 38025.

Tabela 6- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA.

	Mínimo	Máximo	Passo
fi_1 (graus)	-90	90	15
fi_2 (graus)	-90	90	15
Pavs_1 (dBm)	0	28	2
Pavs_2 (dBm)	0	28	2

Os resultados obtidos com esta simulação podem ser vistos na Figura 132, onde é possível observar todas as soluções possíveis (pontos a preto).

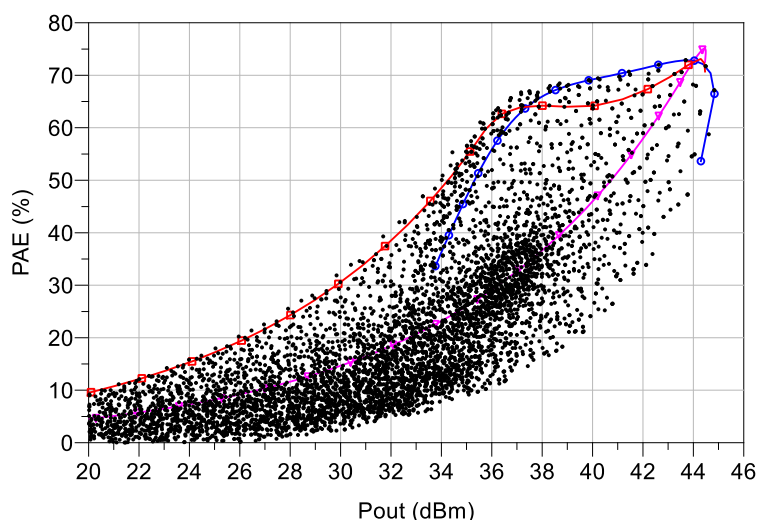


Figura 132- PAE resultante do teste exaustivo aplicado ao amplificador Outphasing-Chireix.

Do conjunto de soluções, constata-se que existem de facto certas combinações dos sinais de entrada que registam melhor desempenho em relação ao resultado obtido com o amplificador Outphasing-Chireix “puro” (linha a azul). Isto mostra que, se os sinais de entrada forem manipulados convenientemente, o amplificador tem potencial a ser explorado, tanto ao nível da eficiência como da gama dinâmica de potência.

7.1.2 Funcionamento no modo DO (Doherty-Outphasing)

Este teste consistiu na divisão do funcionamento do transmissor em 2 regimes distintos. Um regime desde a potência de pico até um certo valor de backoff, aproximadamente 6dB de PBO, altura em que a PAE começa a descer abruptamente (no Outphasing-Chireix convencional), e o segundo regime, desde esse ponto em diante. Claro que esta distinção é feita de modo um pouco imprecisa, contudo é um bom ponto de partida. Portanto, o regime para potências mais elevadas opera no modo convencional, ao qual se chamou nesta Dissertação de “modo Outphasing”. Quanto à região de potências mais baixas, uma inspeção da Figura 132 aos pontos onde a PAE é mais elevada, permitiu constatar que as características do sinal de entrada comuns a todos esses pontos eram, fase diferencial constante de aproximadamente 74° , e amplitude variável. Ora, esta observação vai de encontro ao anunciado em [13], que afirma que um aumento significativo da eficiência pode ser obtido nesta região de baixas potências, se aplicarmos nas entradas um sinal idêntico ao que aplicaríamos a um amplificador classe B por exemplo, ou a um amplificador Doherty. Importa relembrar que estas designações dos modos foram definidas e explicadas no capítulo 2.

Na Figura 133 é possível ver os 2 modos, o modo Doherty, em que a fase ϕ é constante e a amplitude variável até Pavs atingir 31dBm, e a partir desse ponto comuta para o modo Outphasing, onde a fase ϕ varia e a amplitude é constante (Pavs_split =28 dBm). Importa referir que o valor da fase ϕ constante e o ponto de transição de modos, foram obtidos através de “tuning” no simulador ADS, tendo sempre como objetivo a melhor PAE possível.

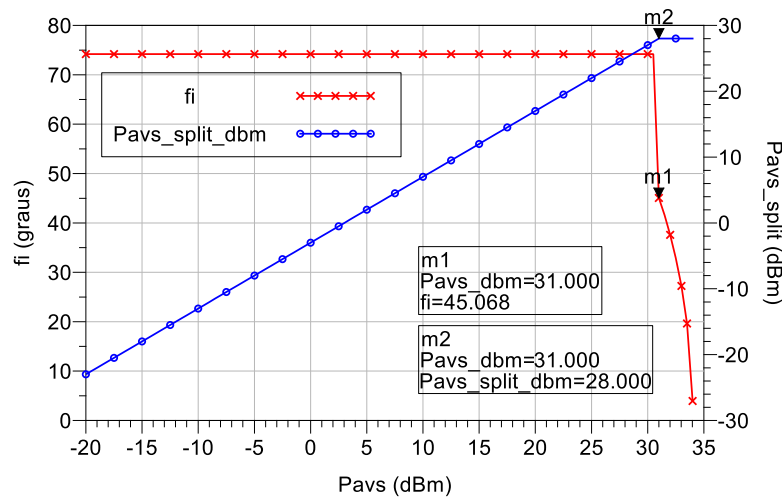


Figura 133- Sinal de entrada de cada PA para o teste no modo (DO).

Foi então feita uma simulação por “Harmonic Balance” de 5ª ordem, e os resultados obtidos, assim como comparações com outros amplificadores, são mostrados a seguir.

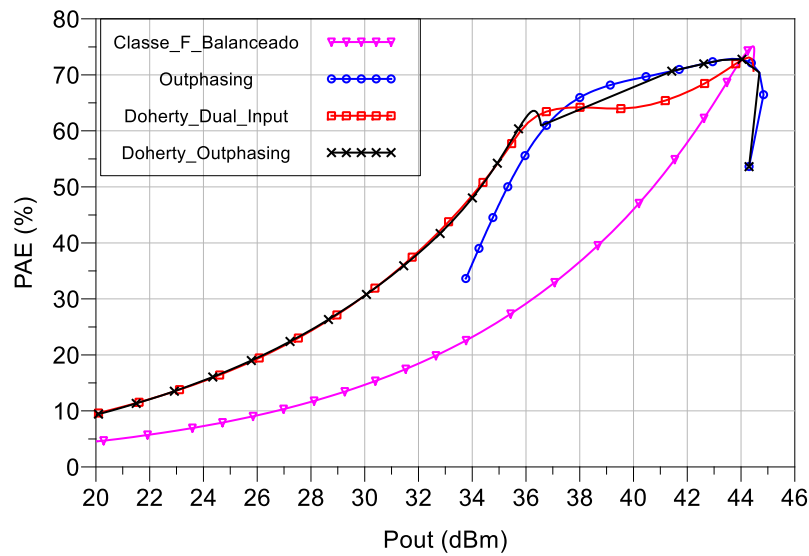


Figura 134- PAE do Híbrido no modo DO.

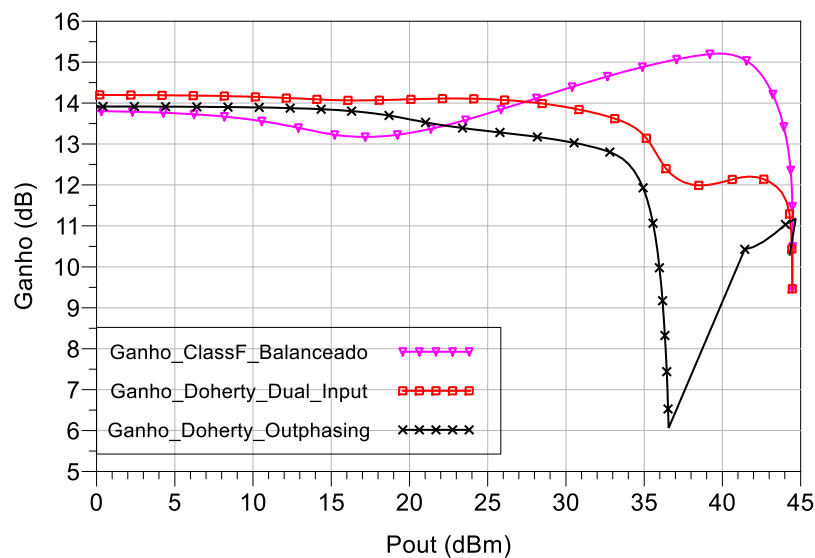


Figura 135- Ganho de transdução do Híbrido no modo DO.

É possível observar, agora mais claramente, uma melhoria da PAE (linha a preto) para potências baixas e também um aumento da gama dinâmica do transmissor, tal como esperado. Contudo nota-se uma depressão no valor da PAE na zona de transição de modos (para $P_{out}=36.5\text{dBm}$ apróx.), e se compararmos com o espaço de soluções apresentados na Figura 132, vemos que nesta zona em particular ainda não se atingiu a máxima PAE possível. Observa-se também que o ganho apresenta uma descontinuidade acentuada nessa região.

Através da mesma figura constatou-se que nesta zona específica, tanto a amplitude como a fase ϕ variavam, o que sugere que se deverá introduzir mais um regime de funcionamento entre os outros dois.

7.1.3 Funcionamento no modo DMO (Doherty-Mixed-Outphasing)

Este teste consiste na divisão do funcionamento do transmissor em 3 regimes (ou modos), o modo Doherty, o modo Mixed, e o modo Outphasing. A introdução do modo Mixed visa aumentar a PAE na zona de transição entre os modos Doherty e Outphasing, assim como reduzir a descontinuidade observada. Na Figura 136 é mostrado o sinal aplicado às entradas. A variação da fase ϕ , ou seja, a modulação Outphasing, inicia-se agora “mais cedo” ($P_{avs}=23\text{dBm}$), ainda antes da potência nas entradas (P_{avs_split}) atingir o seu máximo ($P_{avs_split}=28\text{dBm}$) e permanecer constante até ao final da gama dinâmica do amplificador. Os pontos de transição foram obtidos via “tuning” no simulador ADS, sempre com o objetivo de minimizar as descontinuidades observadas anteriormente.

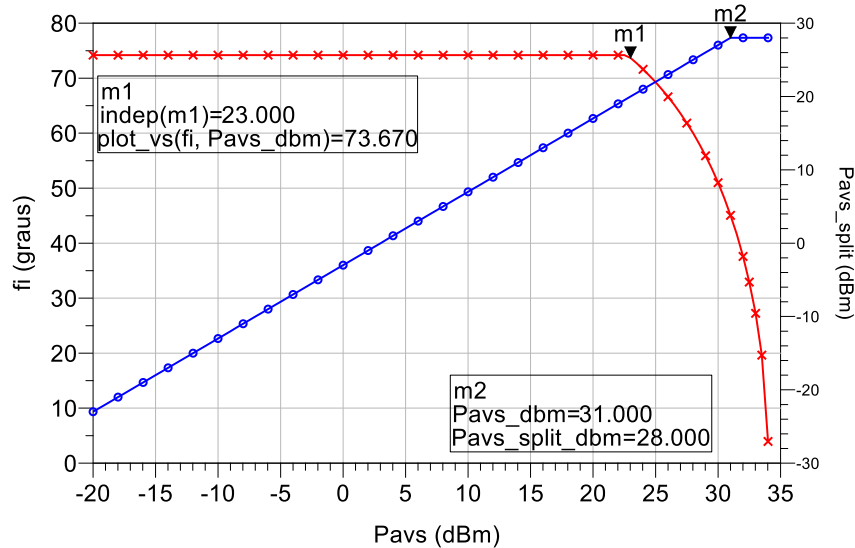


Figura 136- Sinal de entrada de cada PA do Híbrido no modo DMO.

Ao contrário do teste anterior (modo DO), e que se nota agora pelas diferentes abcissas dos marcadores m1 e m2 que delimitam os 3 regimes, existe uma variação simultânea da amplitude e fase entre estas duas abcissas, que corresponde ao modo “Mixed”. Os resultados da nova simulação são mostrados a seguir.

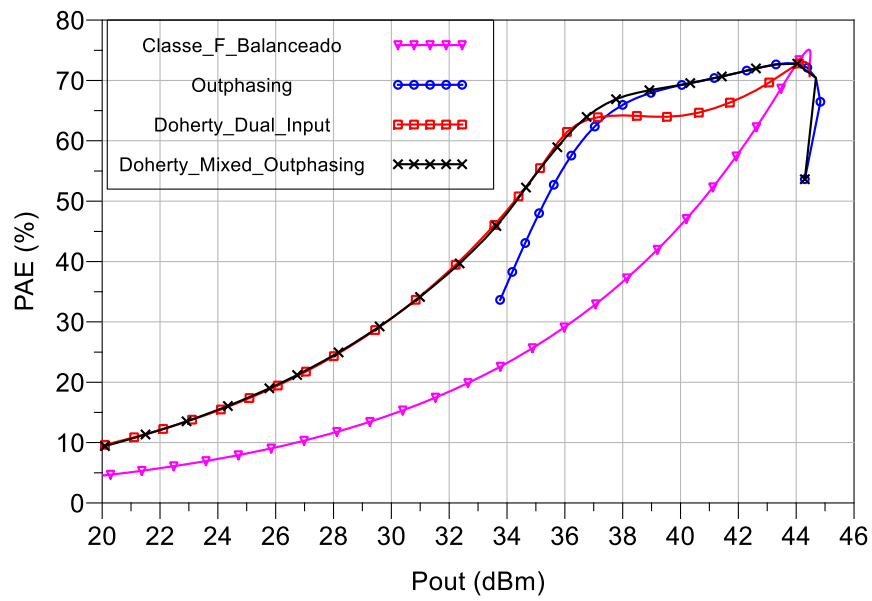


Figura 137- PAE do Híbrido no modo DMO.

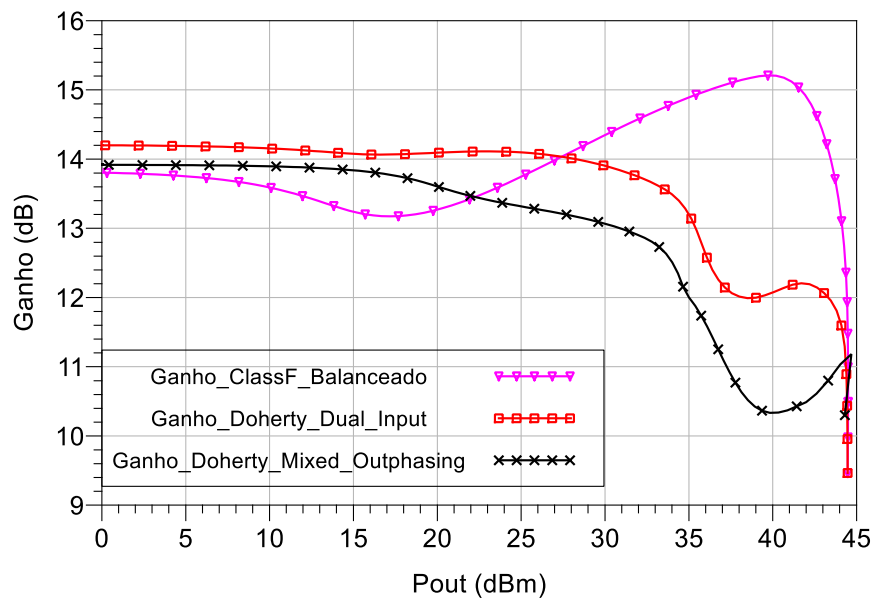


Figura 138- Ganho de transdução do Híbrido no modo DMO.

Como se pode ver, o problema da descontinuidade foi praticamente eliminado e uma melhoria da PAE e ganho nessa região foi verificada.

7.2 Teste com o Amplificador Doherty Dual Input

Como foi dito, o circuito já projetado do amplificador Doherty Dual Input foi também alvo de estudo com vista a um potencial híbrido.

7.2.1 Teste Exaustivo

De modo a se conhecer os limites de desempenho do amplificador Doherty em função dos sinais de entrada, foi feito um varrimento (sweep) de todas as combinações possíveis de amplitudes e fases desses sinais. Na Tabela 7 são apresentados os parâmetros de simulação que foram alvo de “sweep”, os respectivos intervalos de variação e passo incremental.

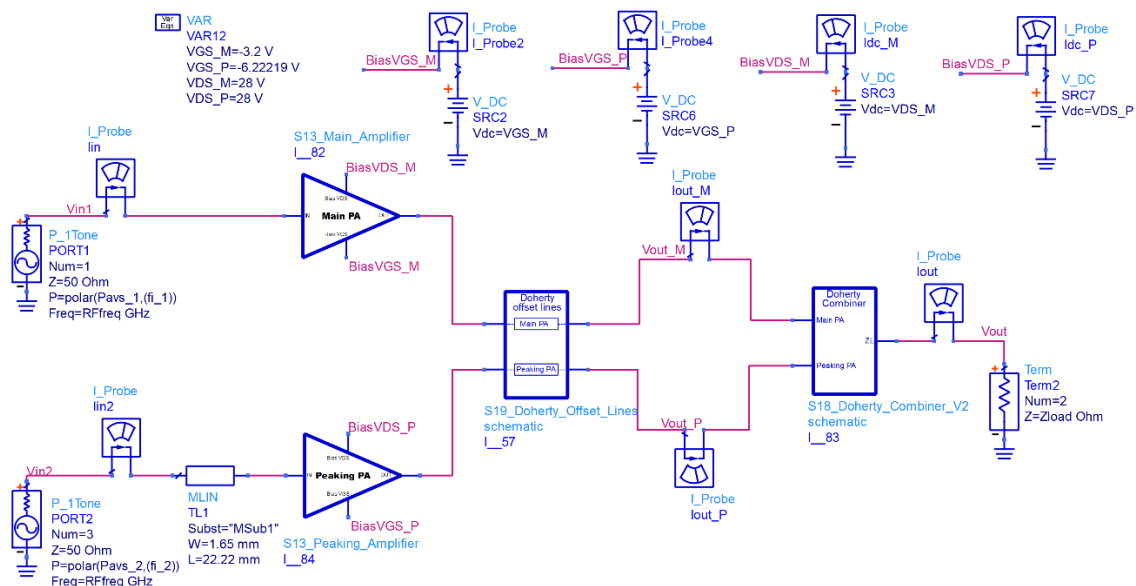


Figura 139- Esquemático do Transmissor Doherty Dual Input, usado nos testes do Híbrido.

Tabela 7- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA, para o teste exaustivo.

	Mínimo	Máximo	Passo
fi_1 (graus)	-90	90	15
fi_2 (graus)	-90	90	15
Pavs_1 (dBm)	10	32	2
Pavs_2 (dBm)	10	32	2

Na Figura 140 apresenta-se o resultado obtido na simulação por Harmonic Balance.

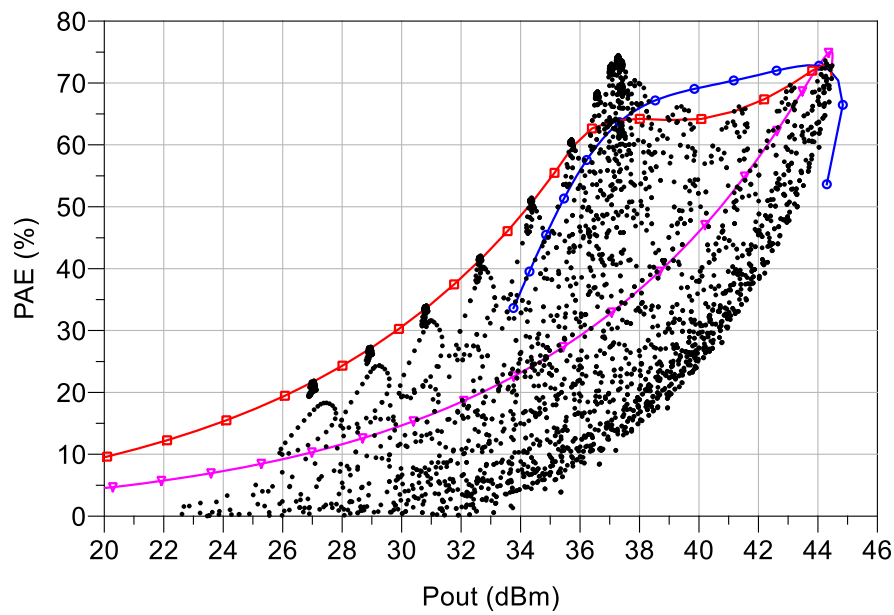


Figura 140- PAE resultante do teste exaustivo aplicado ao amplificador Doherty Dual Input.

O que se verifica neste caso, através da Figura 140, é que existe uma melhoria na PAE em Backoff (aprox. a 7dB de PBO) onde um pico se forma, contudo, por inspeção das combinações (pontos a preto no gráfico) que levaram a esse aumento, verificou-se que tal não tinha nenhuma relação com a fase, mas sim com a potência do sinal escolhida para cada entrada. Para o confirmar, foi feito um teste exaustivo extra, desta vez só com variação de amplitude e a fase manteve-se constante (nula neste caso) tal como se mostra na Tabela 8. O resultado pode ser visto na Figura 141.

Tabela 8- Intervalos de variação do sinal de entrada de cada PA, para o teste exaustivo extra.

	Mínimo	Máximo	Passo
fi_1 (graus)	0	0	0
fi_2 (graus)	0	0	0
Pavs_1 (dBm)	10	32	2
Pavs_2 (dBm)	10	32	2

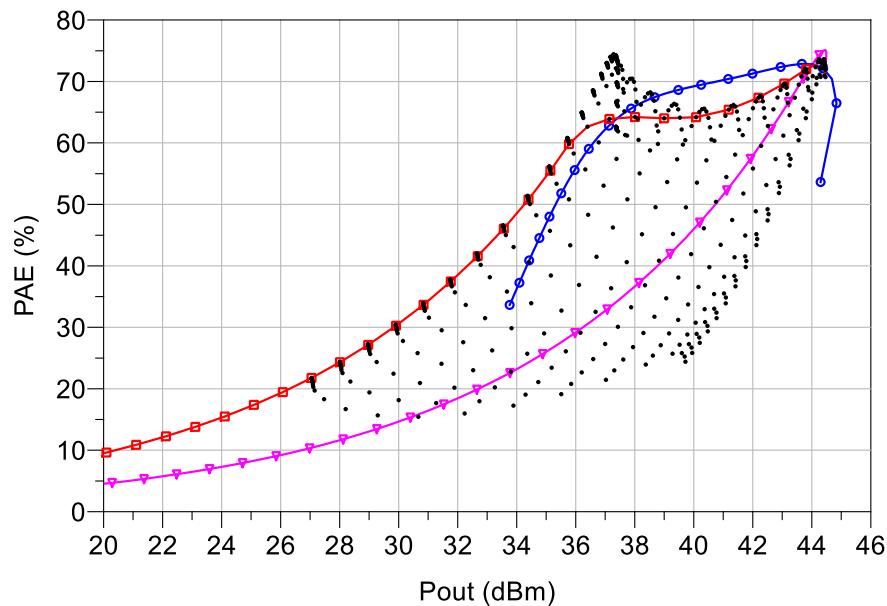


Figura 141- PAE resultante do teste exaustivo extra, aplicado ao amplificador Doherty Dual Input.

Este teste extra veio comprovar que o “pico” com 75% de PAE, para $P_{out} \approx 37 \text{ dBm}$, não tem relação com a fase dos sinais aplicados a cada ramo, mas sim com a potência.

Analisando os pontos do pico de eficiência, foi possível verificar a causa desta melhoria. O que se observou foi que nestes, a potência de entrada no ramo do Main PA (P_{avs_1}) tinha entre 26 e 27 dBm, enquanto que a potência de entrada no ramo do Peaking PA (P_{avs_2}) tinha entre 10 e 17 dBm. Estes valores fazem todo o sentido, dado que desta forma, primeiro “deixa-se” o Main PA atingir o pico de eficiência mantendo o Peaking a níveis baixos e, só depois, aplica-se mais potência no Peaking dando início ao processo de modulação de carga. Faz-se notar que tal melhoria da PAE também seria possível, de forma análoga, reduzindo ainda mais a tensão de polarização da gate do transistor do Peaking PA (à custa da degradação da linearidade do amplificador, por isso não se reduziu mais essa tensão). De qualquer forma, esta Dissertação visa um híbrido Doherty-Outphasing e, neste caso, como as simulações demonstram, a técnica Outphasing não é aplicável.

Assim sendo, o transmissor escolhido para ser implementado e testado na prática foi naturalmente o Transmissor Outphasing-Chireix.

8. Implementação Prática e Caracterização do Amplificador Híbrido Doherty-Outphasing

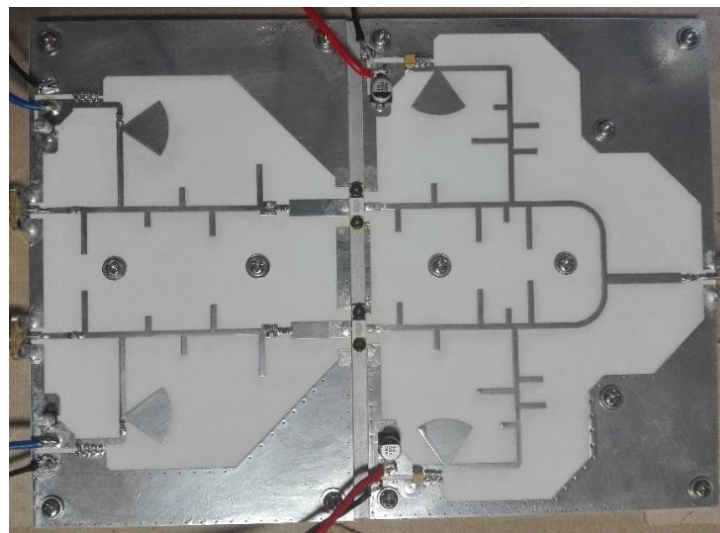


Figura 142- Foto do protótipo implementado.

Como se percebeu do estudo feito no capítulo 7, o circuito escolhido para realizar um protótipo foi o amplificador Outphasing-Chireix. Este amplificador de potência foi projetado para operar a uma frequência de 2GHz, usando tecnologia microstrip com substrato Rogers4350B e transístores CGH35015F da Cree.

8.1 Esquemático e Layout

Importa aqui referir que no início deste trabalho de Dissertação, nos primeiros circuitos desenhados, foram usados condensadores ideais. No entanto, estes foram substituídos pelos modelos dos condensadores que foram usados na prática (obtidos no site do fabricante). Após esta substituição o circuito passou por nova otimização, resultando no esquemático e layout que se apresenta a seguir. Note-se que devido à dimensão dos circuitos, estes serão apresentados, primeiro sem detalhes, mas com uma visão global e, depois, partes do circuito ampliadas e com detalhes. Dada a simetria do circuito, existem partes do circuito que são iguais e, portanto, não será necessário ampliar.

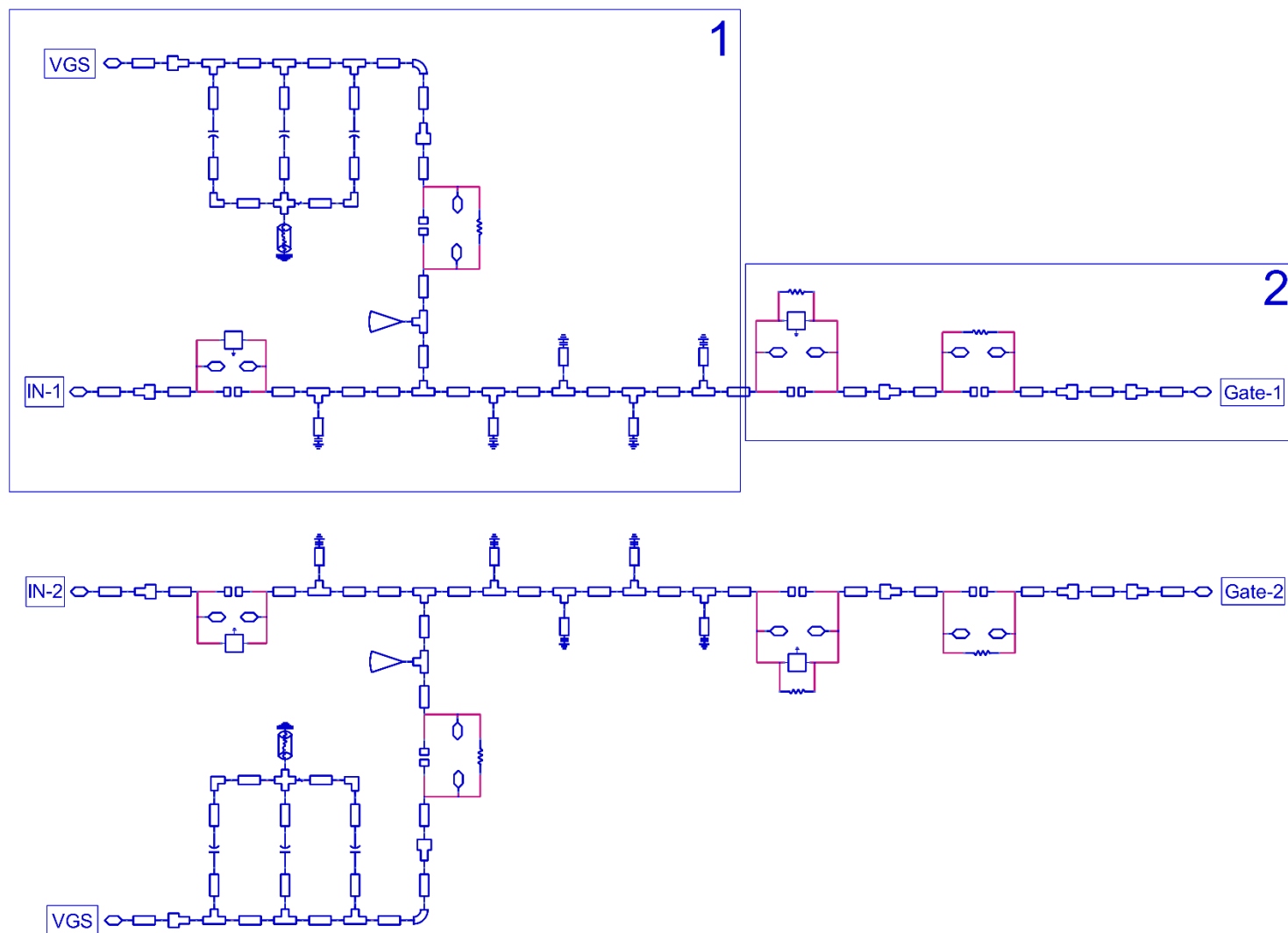


Figura 143- Esquemático final (completo) da malha de entrada do amplificador.

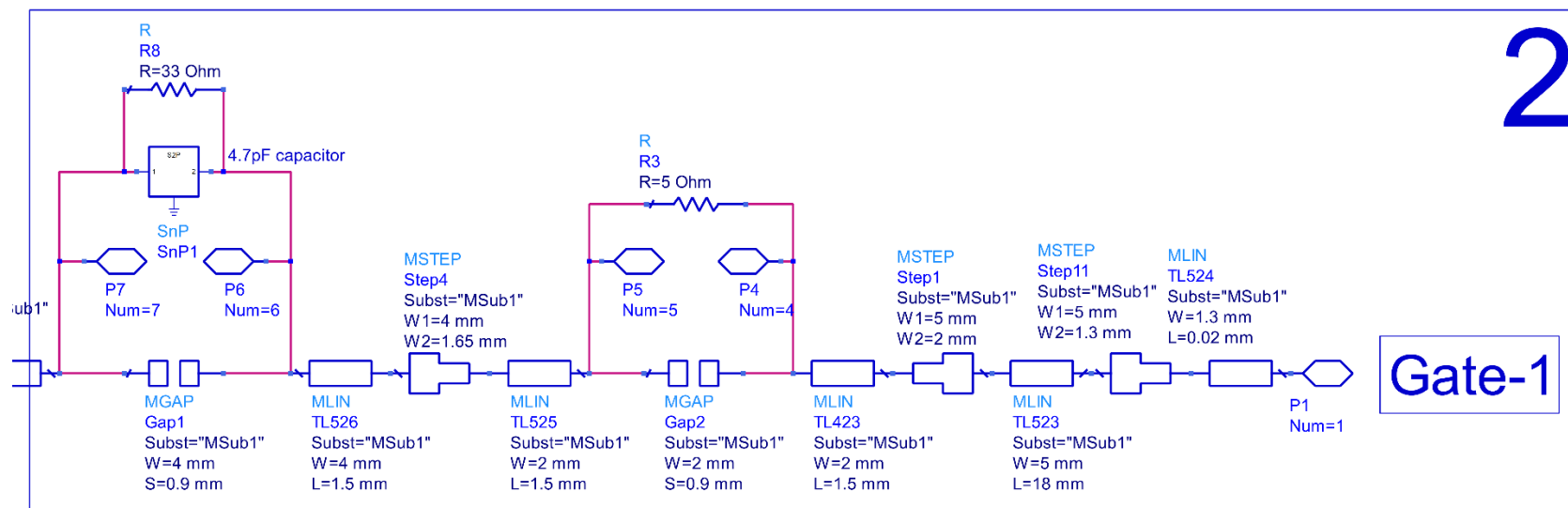


Figura 145- Esquemático final (zoom da parte 2) da malha de entrada do amplificador.

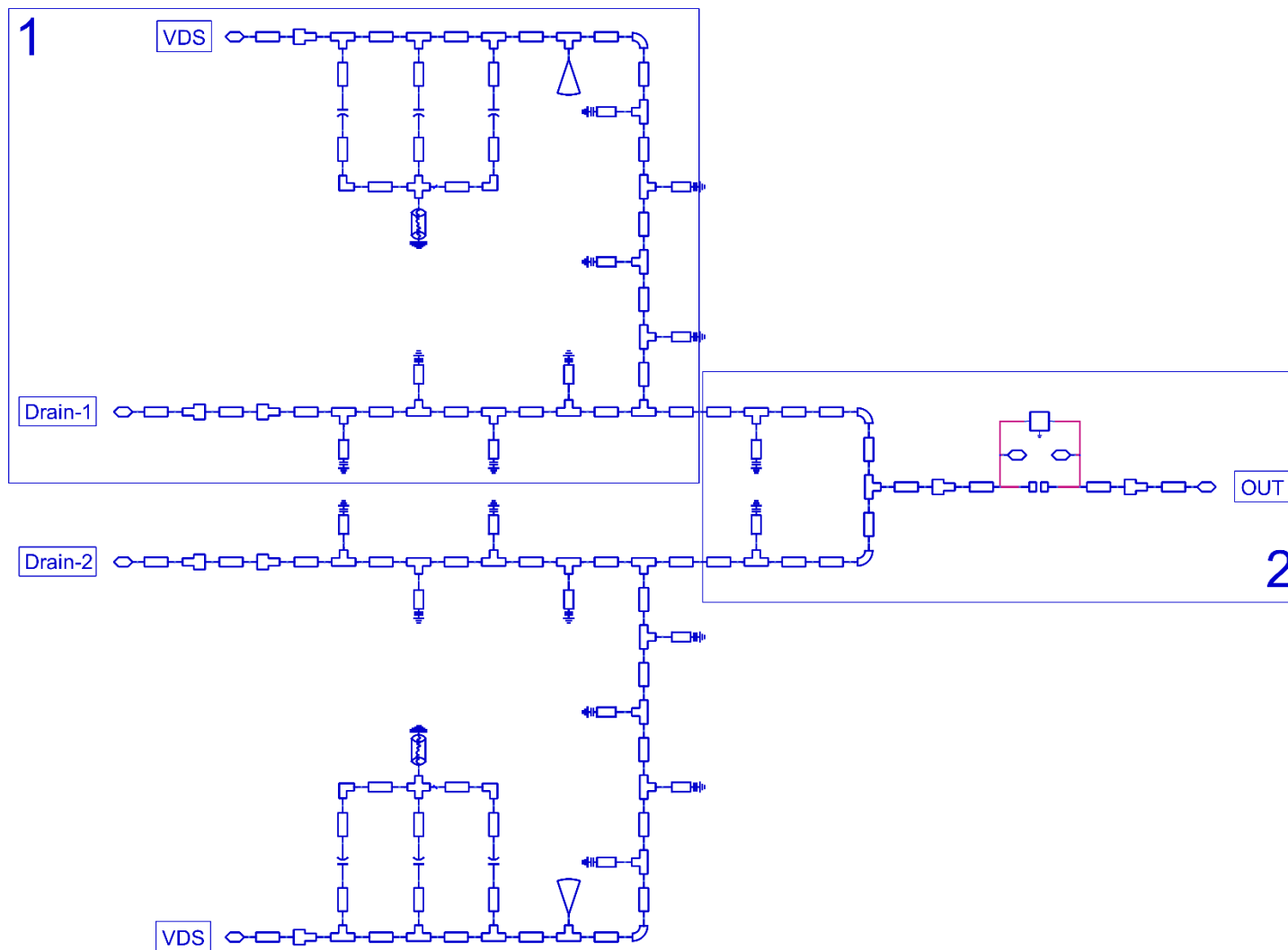


Figura 146- Esquemático final (completo) da malha de saída do amplificador.

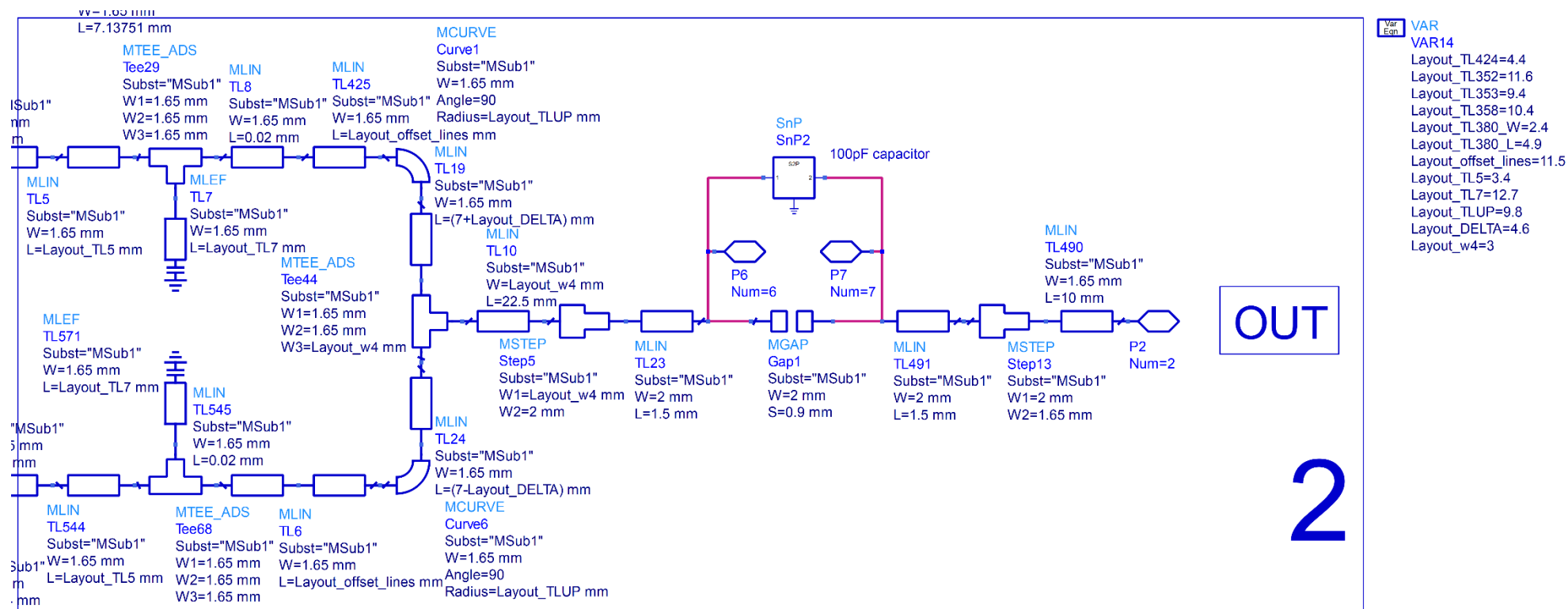


Figura 148- Esquemático final (zoom da parte 2) da malha de saída do amplificador.

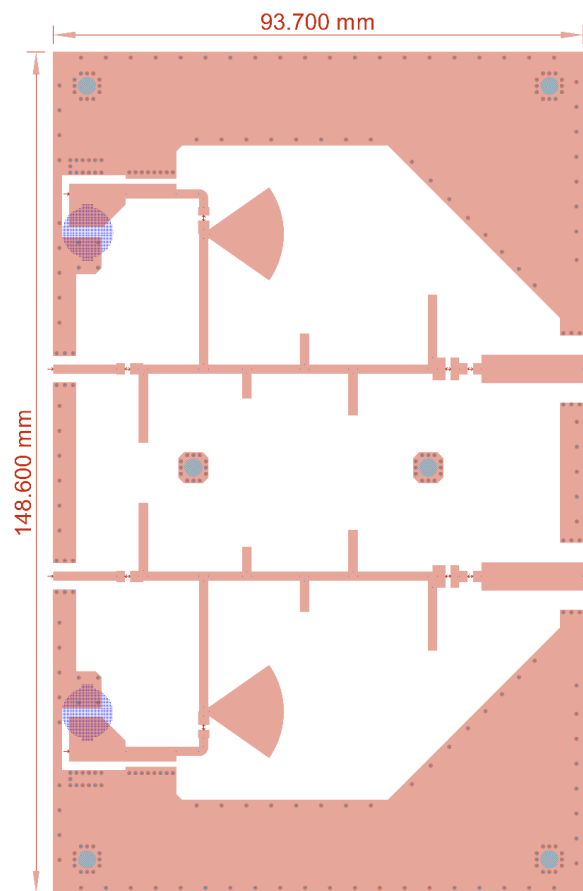


Figura 149- Layout Final da Malha de Entrada.

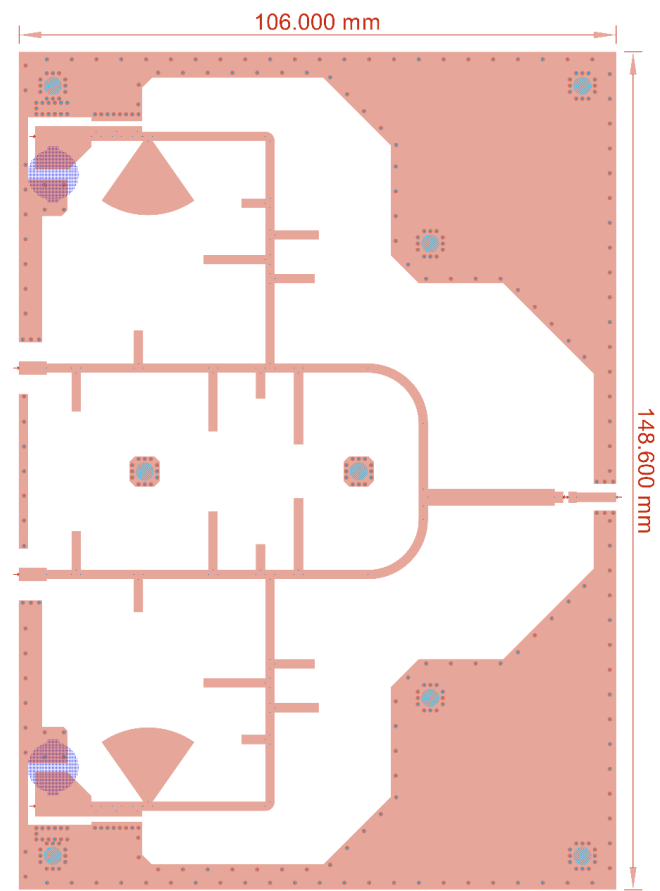


Figura 150- Layout Final da Malha de Saída.

8.2 Sistema de Medição

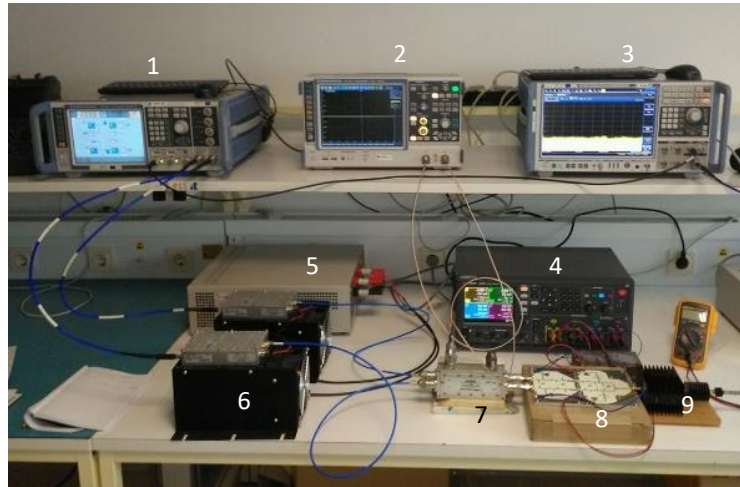


Figura 151- Foto do Sistema de Medição. (1-VSG; 2-Osciloscópio; 3-VSA; 4-Fonte de alimentação 28V e -3.2V; 5-Fonte de alimentação dos pré-amplificadores 28V; 6-Pré-amplificadores de 42dB; 7-Directional couplers; 8- PA híbrido Doherty-Outphasing; 9-atenuadores 30dB)

A foto da Figura 151 mostra o “setup” montado em laboratório, e que constitui o sistema de medição. Os componentes principais estão descritos no diagrama de blocos da Figura 152. Este inclui um gerador de sinais (VSG) de 2 canais da R&S modelo SMW-200A, um osciloscópio da R&S modelo RTO1022, um analisador de sinais vetorial (VSA) da R&S modelo FSW 2 a 8 GHz, uma fonte de alimentação Keysight modelo N67705C, um Power Meter Agilent modelo N1913A, dois pré amplificadores e respetiva fonte de alimentação. A maioria dos equipamentos foram ligados à rede local (LAN) para se estabelecer comunicação entre estes e o PC-Matlab como se pode perceber no diagrama da Figura 152. As linhas a tracejado entre o “Power Meter” e o VSA indicam que só um dos dois estará ligado, dependendo da medição a realizar.

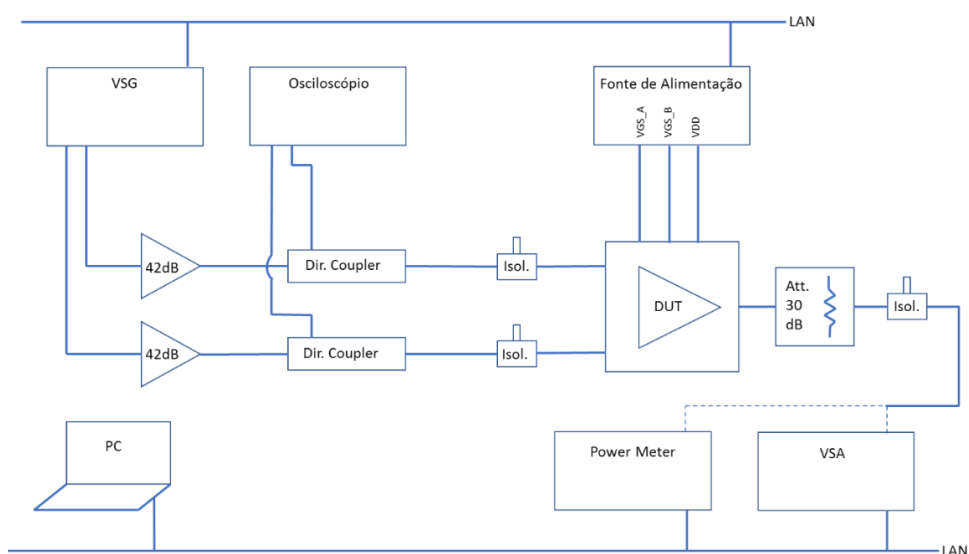


Figura 152- Diagrama de blocos do sistema de medição.

Uma representação simplificada na forma de diagrama de blocos da estrutura do software implementado é apresentada na Figura 153. A interface gráfica (bloco da esquerda) será apresentada mais à frente. O Controlo da App (bloco central) nada mais é que a função principal (Main). Todos os restantes blocos representam funções criadas no Matlab a serem invocadas consoante o que se pretende executar.

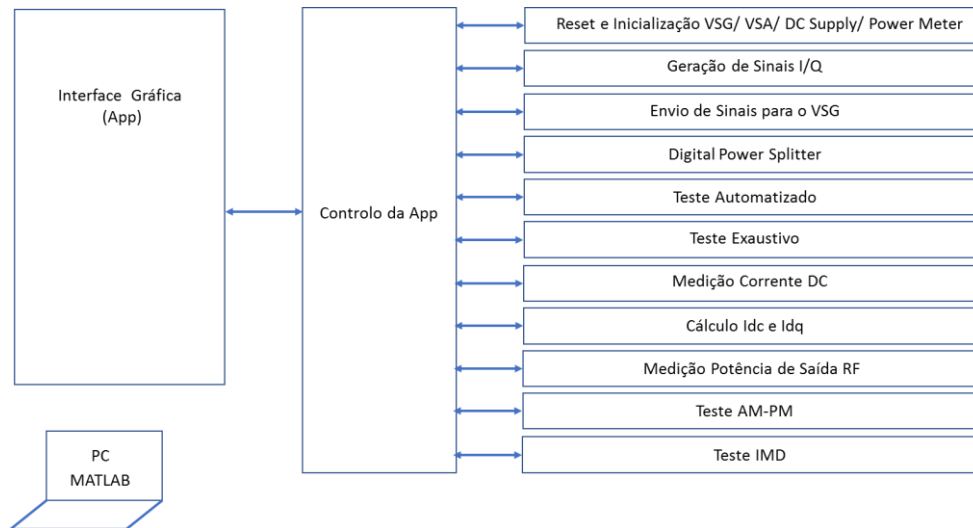


Figura 153- Diagrama de blocos do software do sistema de medição.

Foi também desenvolvida uma interface gráfica para este sistema de medição. Esta permite a execução de várias tarefas, como o reset e inicialização dos instrumentos de medida, a escolha do tipo de teste, medidas a efetuar, gama de potência para varrimento, fase em cada canal, etc.

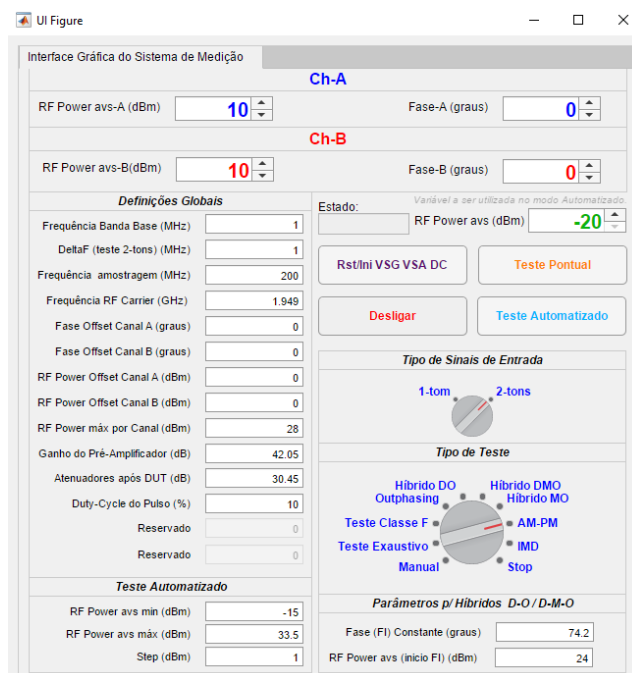


Figura 154- Interface Gráfica desenvolvida para o sistema de medição.

8.3 Caracterização AM-AM

Aqui será iniciada a apresentação dos resultados das várias medições feitas ao protótipo. A primeira tarefa a ser feita foi verificar a estabilidade do amplificador. A seguir deu-se início à caracterização em CW [20], que permitiu obter as figuras de mérito Ganho, Eficiência, PAE e Ponto de Compressão P-1dB. Na verdade, foi necessário criar sinais pulsados (no Matlab) por forma a evitar sobreaquecimento dos transístores que poderiam ocorrer em determinados testes. De notar que todos os gráficos que serão apresentados de agora em diante podem conter linhas com markers e linhas sem markers, sendo que as que os têm, se referem a resultados de medidas experimentais, e as que não os têm se referem a resultados obtidos no simulador.

Como se viu anteriormente, o teste que apresentou melhores resultados nas simulações foi o que usava o modo DMO e, portanto, este foi o primeiro teste escolhido para caracterizar o protótipo. Efetuou-se então um primeiro teste, à frequência de 2GHz, onde se observou que o amplificador tinha pouca eficiência em backoff contrariamente ao que se previa pelas simulações. O passo seguinte foi verificar a eficiência a outras frequências, onde se constatou que o amplificador não estava centrado na frequência de projeto 2 GHz, mas sim a 1950 MHz (linha a verde na Figura 155), o que representa um desvio de 2,5% e que será analisado mais à frente. Foi atingida uma potência de saída máxima de 44dBm (≈ 25 W), eficiência máxima acima de 70%, mais de 8dB de backoff com eficiência acima de 50% e mais de 6dB de backoff com eficiência acima de 60%. Uma vez que se identificou que o amplificador sofreu um deslocamento na frequência em relação ao projetado, as comparações que se farão de agora em diante (salvo indicação em contrário) serão obviamente entre as simulações a 2GHz e os resultados práticos a 1950MHz.

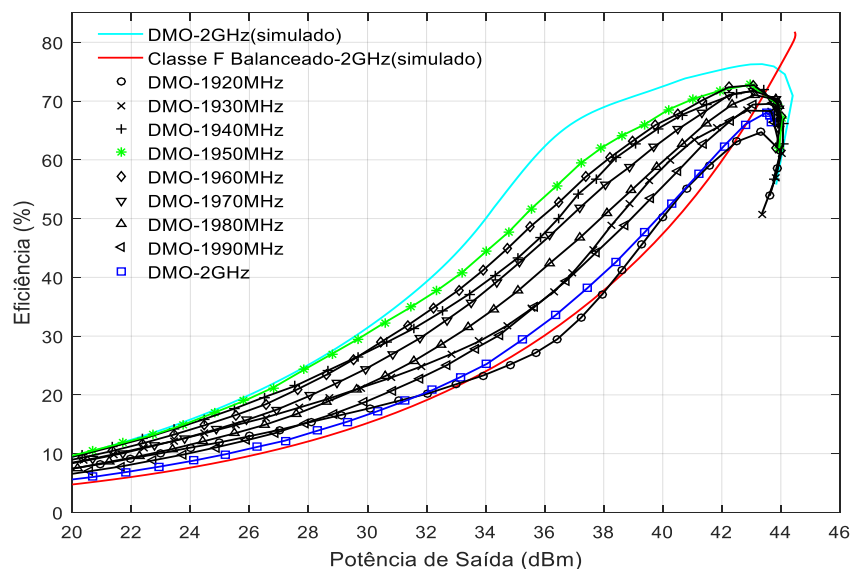


Figura 155- Eficiência (de Dreno) medida a várias frequências usando o teste DMO.

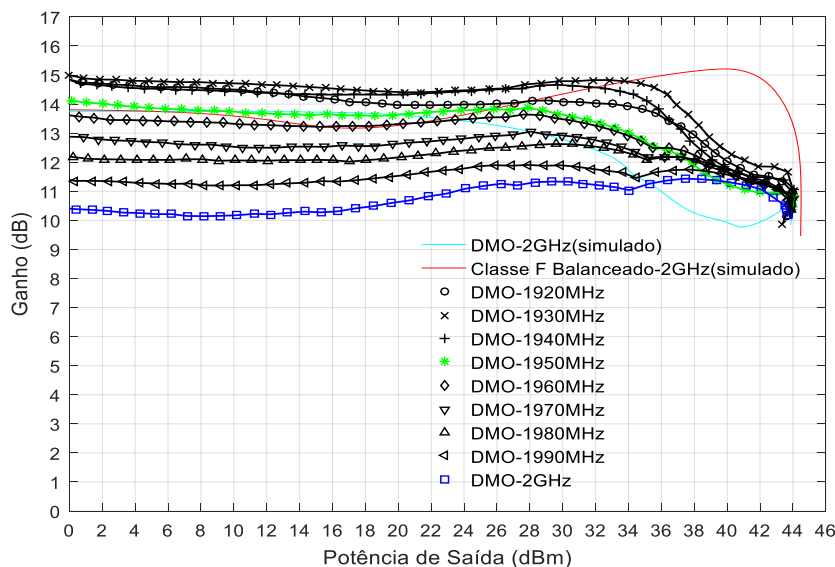


Figura 156- Ganho medido a várias frequências usando o teste DMO(Doherty-Mixed-Outphasing).

À semelhança do que foi feito em simulação, fez-se também, em laboratório, um teste exaustivo utilizando múltiplas combinações de potência e fase dos sinais de entrada de cada ramo do amplificador. Este teste permitiu verificar os limites de desempenho do amplificador para que desta forma se consiga ver se os vários testes, com os vários modos, estão a explorar ao máximo o rendimento possível do amplificador.

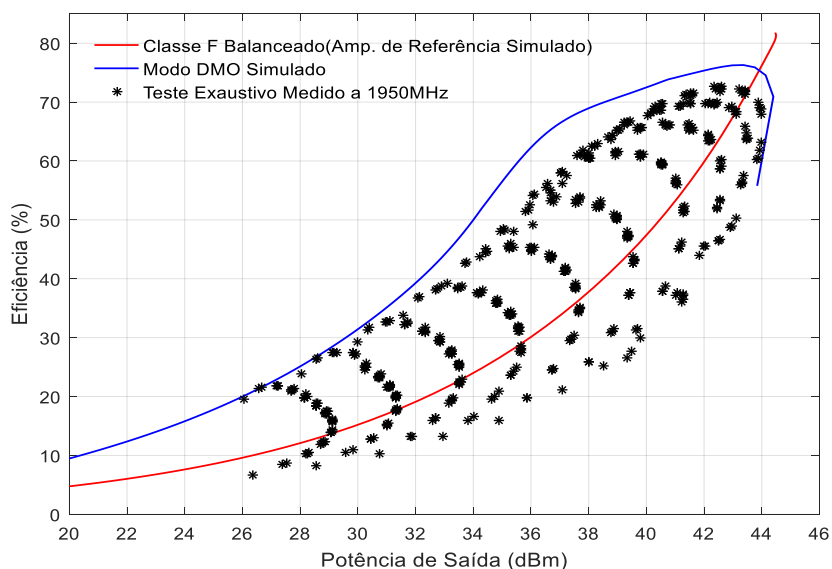


Figura 157- Eficiência medida usando o Teste Exaustivo (várias combinações de amplitude e fase nas entradas).

De facto, pela Figura 157, verifica-se que o resultado da eficiência do teste DMO feito anteriormente se situa praticamente no limite de desempenho oferecido por este amplificador. Até aqui foi medida a eficiência (Drain-Efficiency), uma vez que esta é mais fácil ou expedita de medir do que a PAE. Contudo, interessa também obter o resultado da PAE. Para o fazer, foi necessário medir a potência refletida nas entradas do amplificador. Depois, subtraindo a potência refletida à potência disponível, obteve-se “Pin”, sendo esta usada no cálculo da PAE. Os resultados da PAE para os diversos modos são mostrados na Figura 158.

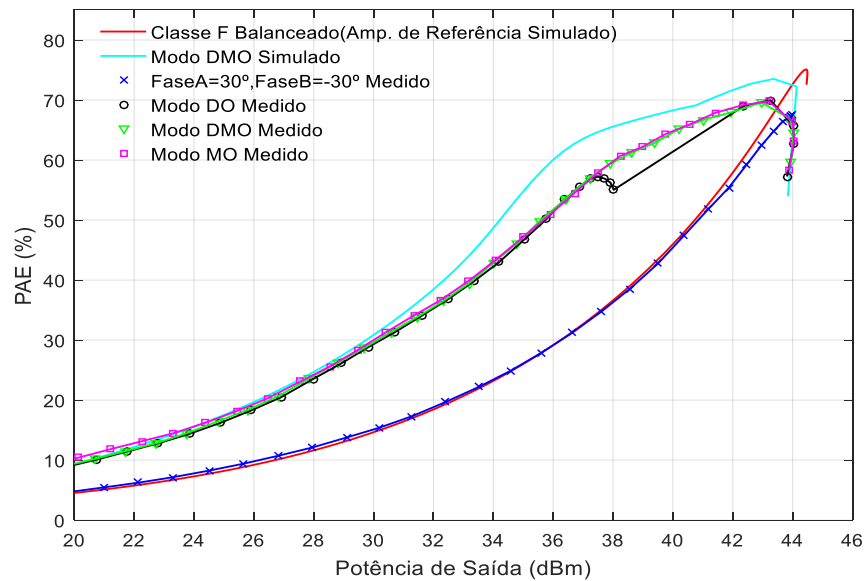


Figura 158- PAE medida usando diversos modos.

Tal como previsto nas simulações observa-se uma transição abrupta no modo DO. Importa aqui mencionar que se introduziu um novo modo, o “modo MO (Mixed-Outphasing)”. Este novo modo, não contemplado nas simulações, utiliza o modo Mixed (amplitude e fase variáveis) para potências baixas, e depois comuta-se para o modo Outphasing, para potências elevadas. Observa-se que os modos DMO e MO têm uma eficiência e ganho praticamente iguais. Isto sugere que a utilização do modo MO é preferível, dado que este não apresenta nenhuma descontinuidade, ao contrário do modo DMO em que, apesar da transição ser praticamente imperceptível, ela existe.

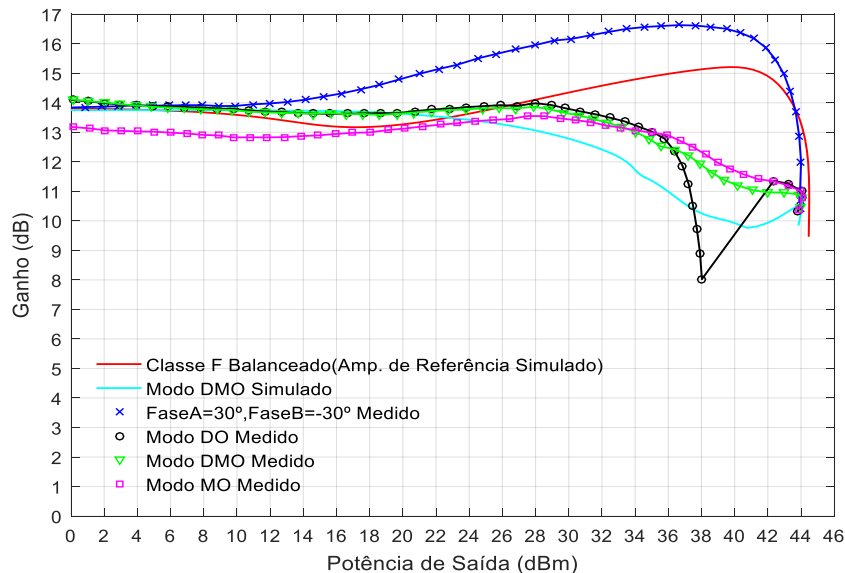


Figura 159- Ganho medido usando diversos modos.

Na figura seguinte são mostrados os pontos de compressão P-1dB e P-3dB medidos a 1950MHz, com o teste DMO.

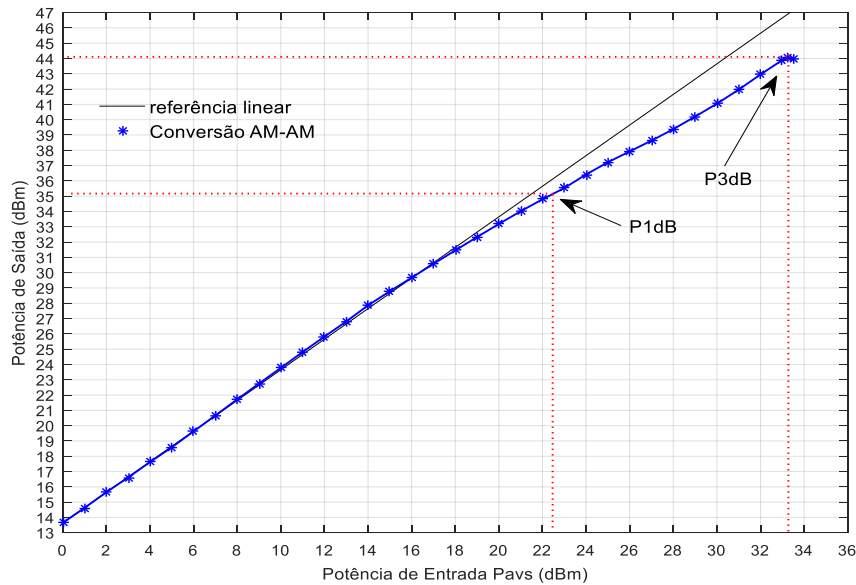


Figura 160- Pontos de Compressão P1dB e P3dB (teste DMO).

8.4 Caracterização AM-PM

Pretende-se agora mostrar a caracterização AM-PM, ou seja, como varia a fase na saída com a potência do sinal de entrada. Antes de analisar o amplificador foi feita uma caracterização AM-PM do gerador de sinais e pré-amplificador por forma a retirar o efeito destes da análise ao protótipo (DUT). Os resultados medidos mostram-se próximos dos obtidos em simulação. De referir que a análise AM-PM com fase diferencial constante (Fase A=30° e a Fase B=-30°), foi introduzida somente para se observar o comportamento do amplificador sem a modulação Outphasing, à semelhança do que feito com a PAE e com o ganho.

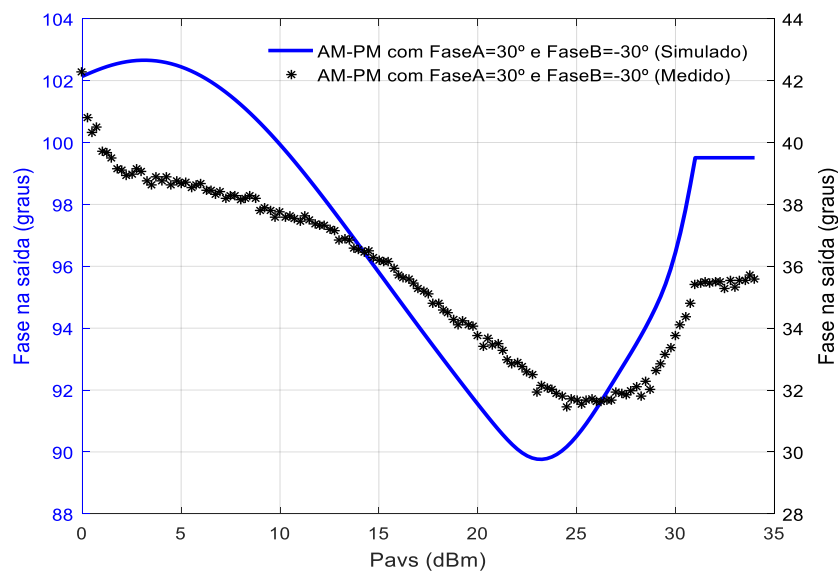


Figura 161- Conversão AM-PM com fase diferencial constante (60°), Fase ChA=30° e Fase ChB=-30°.

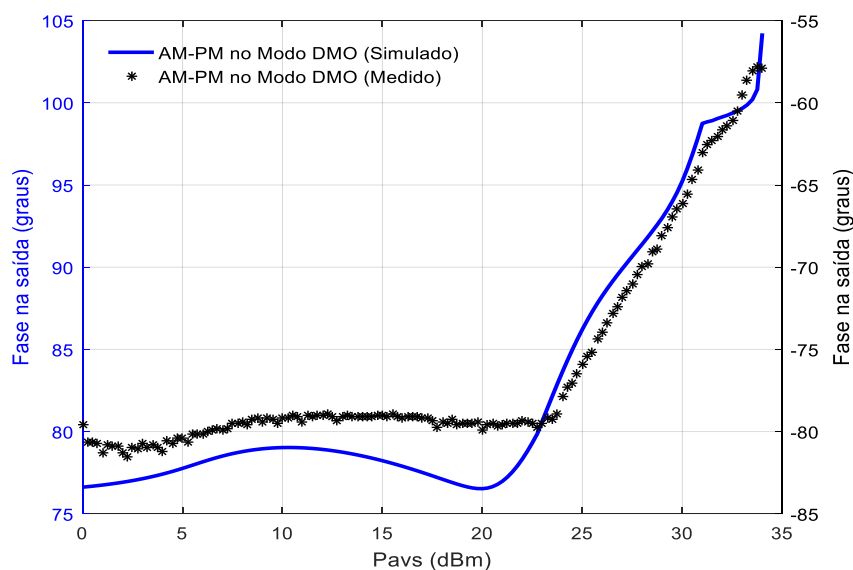


Figura 162- Conversão AM-PM com o modo DMO.

8.5 Caracterização da Distorção Harmónica

Ainda com o sinal de entrada com 1-ton, pretendeu-se quantificar a distorção provocada pelas harmónicas geradas. A Tabela 9 mostra o valor da potência às várias harmónicas e a distorção harmónica total (THD).

Tabela 9- Distorção harmónica (até à 4ª harmónica).

	1ªharmónica 1950MHz	2ªharmónica 3900MHz	3ªharmónica 5850MHz	4ªharmónica 7800MHz
Potência (dBm)	43.47	-14.96	-14.8	-15.95
THD = -53.9 dBc				

8.6 Caracterização IMD – “Intermodulation Distortion” (2-tons)

Com o próximo teste pretendeu-se caracterizar a distorção de intermodulação [21], ou seja, a distorção causada pela “interação” de um sinal com mais do que 1 tom. Mais concretamente, foram gerados sinais pulsados (como sempre) mas desta vez com 2-tons. Na Figura 163 mostra-se o resultado extraído diretamente do VSA, onde estão identificados através de markers os dois tons (M3 e M1), assim como as duas componentes de intermodulação (M4 e M2). Na Tabela 10, para além das potências obtidas nos 4 markers, encontra-se também outra figura de mérito, o rácio de intermodulação (IMR).

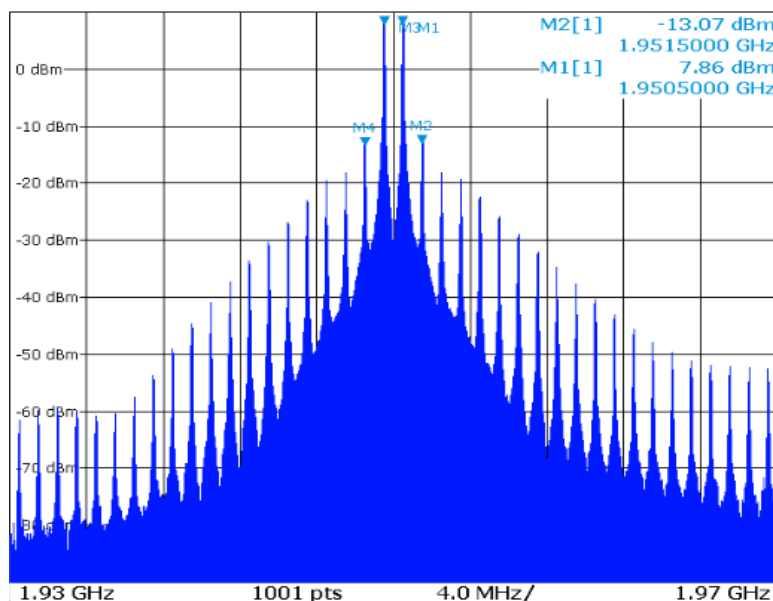


Figura 163- Potência dos tons (M1 e M3) e componentes de intermodulação de 3ª ordem (M3 e M4).

Tabela 10- Valores de potência nos “markers” (+valor dos atenuadores) da Figura 163 e IMR.

	M4	M3	M1	M2
	1948.5MHz	1949.5MHz	1950.5MHz	1951.5MHz
Potência (dBm)	17.07	38.32	38.31	17.38
IMR = 20.93 dBc				

Importa referir que o sinal de 2 tons foi aplicado diretamente em cada uma das entradas do amplificador sem sofrer qualquer tipo de tratamento. No entanto, teria sido interessante medir a distorção de intermodulação fazendo uso dos modos, DO, DMO e MO.

8.7 Coeficientes de Reflexão à Entrada e à Saída

Para quantificar a reflexão na entrada e na saída foram efetuadas três medições distintas. A primeira, com o PA2 (do ramo inferior) desligado, ou seja, sem alimentação DC, e com o PA1 ligado. A segunda medição, com o PA1 desligado e o PA2 ligado. Na terceira medição, ambos os PA’s estavam ligados. As diferenças observadas entre o S11 e S22, ou seja, entre os coeficientes de reflexão da entrada 1 e da entrada 2, devem-se à assimetria do circuito causada pelo combinador Chireix assimétrico. No entanto, estes valores são um pouco elevados, visto que na entrada deveria existir o mínimo de reflexão possível. No caso do coeficiente de reflexão na saída (S33), este também é elevado, contudo, deveria ser, uma vez que num PA, ao contrário do que acontece num “small signal amplifier”, a malha de saída não é desenhada por forma a apresentar uma impedância que é o conjugado do Γ_{out} do transistor.

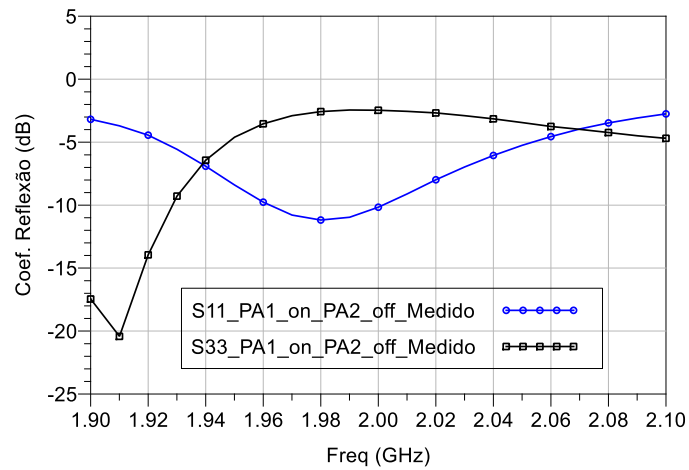


Figura 164- Coef. de reflexão na entrada 1 e na saída (com PA1 on e PA2 off).

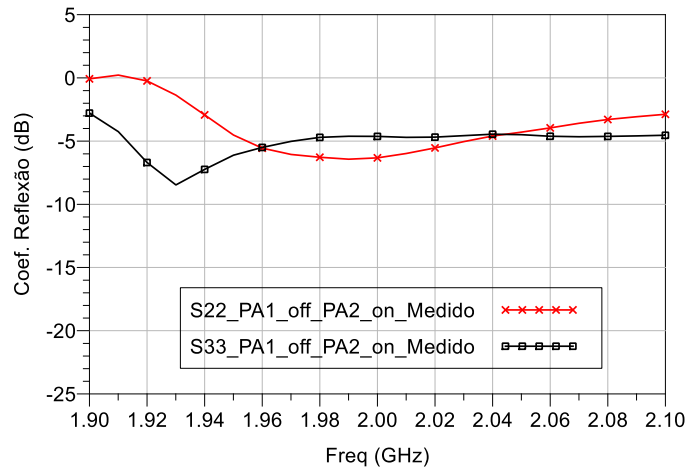


Figura 165- Coef. de reflexão na entrada 2 e na saída (com PA1 off e PA2 on).

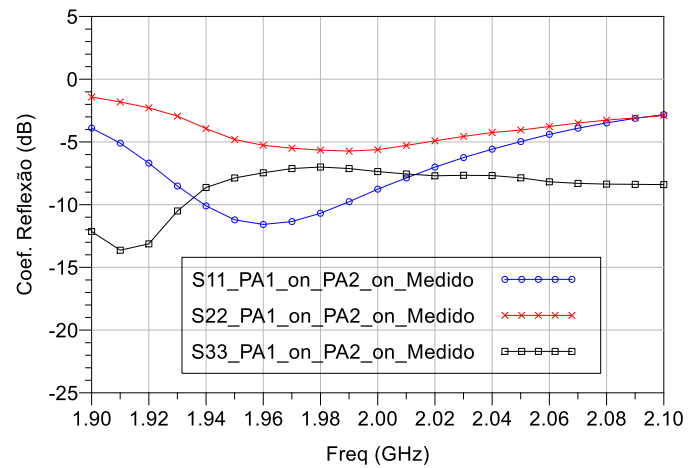


Figura 166- Coef. de reflexão na entrada 1, na entrada 2 e na saída (com PA1 on e PA2 on).

Feita a caracterização pretendida a 1950MHz o próximo passo foi corrigir o desvio na frequência que o amplificador apresentava, o que foi conseguido com sucesso através do corte alguns stubs na malha de saída, mais concretamente dos stubs (nos dois ramos) que são $\lambda/4$ à 2ª harmónica (corte de cerca de 2.5mm) e os stubs das OMN (corte de 1mm). O amplificador ficou centrado na frequência de 2GHz tal como se pretendia. Os resultados podem ser vistos nas figuras seguintes.

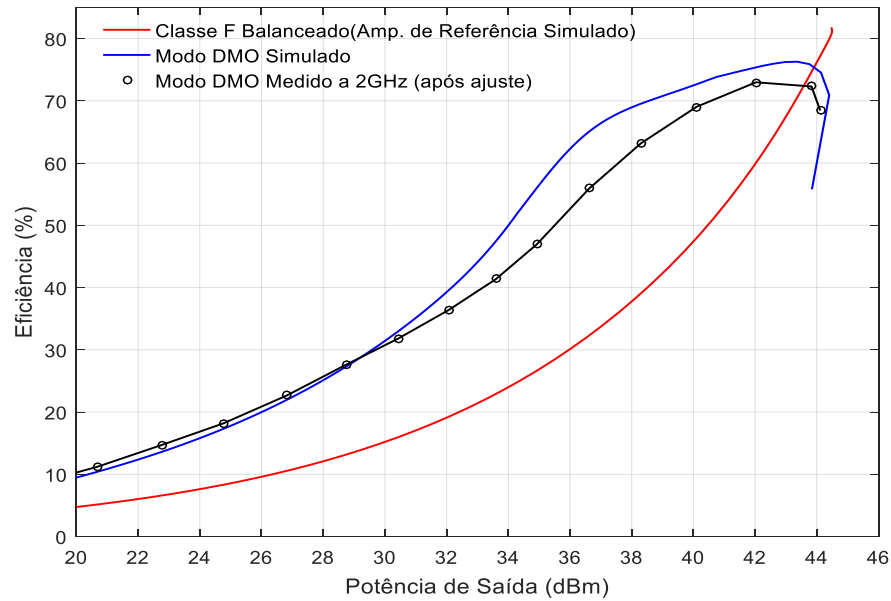


Figura 167- Eficiência (Drain-Efficiency) medida a 2GHz após correção do desvio na frequência.

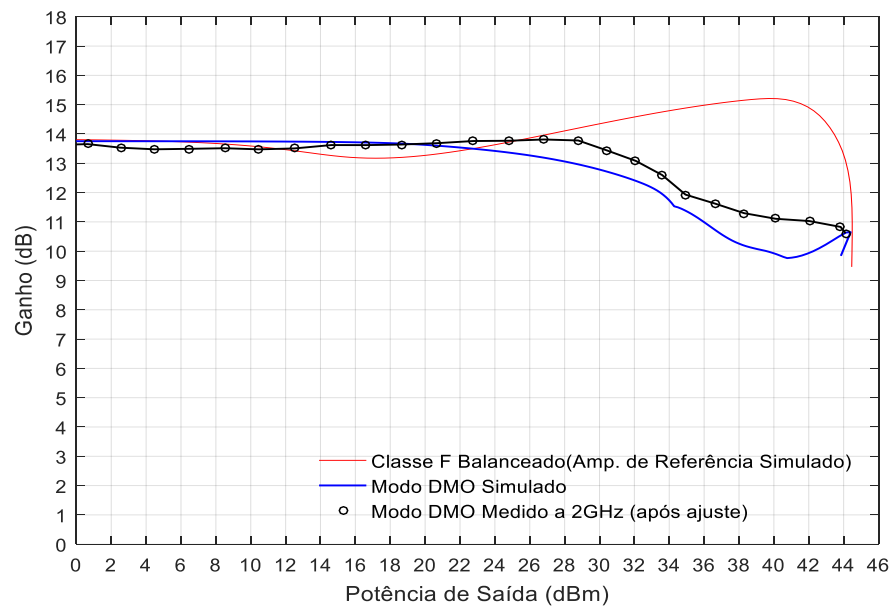


Figura 168- Ganho medido a 2GHz após correção do desvio na frequência.

9. Conclusão e Trabalho Futuro

9.1 Conclusão

Inicialmente foi estudado o Amplificador Classe F, analisando e compreendendo o seu funcionamento. Foi feita uma análise ao comportamento de um PA Classe F perante diversos tipos de cargas (LoadPull) no sentido de se perceber em que condições este se apresenta como uma fonte de tensão ideal, ou o que faz com que se distancie do ideal. Constatou-se que, desde que a magnitude da impedância de carga seja elevada, este mantém uma amplitude de tensão de saída constante, sendo esta uma característica necessária numa fonte de tensão ideal. No entanto, como foi observado, existe uma dependência da fase da tensão de saída com a reatância de carga. Este facto faz com que se tenha de ter algum “cuidado” quando se diz que um PA Classe F pode ser “visto” como uma fonte de tensão ideal, uma vez que uma fonte de tensão ideal, por definição, mantém a tensão (amplitude e fase) aos seus terminais independentemente da carga que lhe é aplicada. Isto tem sérias consequências para um amplificador Outphasing-Chireix por exemplo. Como o combinador Chireix apresenta a cada PA, uma carga cuja componente reativa varia, a fase entre a entrada e a saída de cada ramo não terá uma relação linear e, portanto, a reconstrução do sinal à saída do combinador não se fará corretamente, comprometendo a linearidade do amplificador. Foi possível verificar que cargas reativas são altamente prejudiciais para os transístores, uma vez que causam maior sobreposição entre a tensão e a corrente no dreno levando a um aumento da potência dissipada nestes e, conseqüente, quebra do rendimento do amplificador. Essa conclusão explica o facto de que os PA's Classe F de um amplificador Outphasing-Chireix não funcionarem sempre com máxima eficiência (apesar da amplitude à saída de cada PA ser constante).

Foi estudada a técnica Outphasing assim como amplificadores baseados nesta. Salienta-se o amplificador Outphasing-Chireix com compensação de reatância, ou com combinador assimétrico, que são os que apresentaram melhor eficiência. Apesar da apreciável eficiência em backoff, estes amplificadores têm algumas desvantagens. Para além do problema de linearidade referido anteriormente, apresentam uma baixa gama dinâmica e um elevado roll-off da eficiência. Foi visto que os amplificadores Outphasing-Chireix (com compensação) apresentam melhor eficiência que os amplificadores Doherty, na região da gama dinâmica mais próxima da potência máxima, e que apresentam pior eficiência na região de baixas potências, ou seja, sofrem do já referido roll-off elevado. Isto sugere que o ideal seria obter o melhor de cada uma destas

arquitecturas, ou seja, na região de baixas potências o Doherty, e na região de potências mais elevadas o Outphasing. Foi então que surgiram vários tipos de amplificadores híbridos.

O primeiro híbrido apresentado usa um amplificador Outphasing-Chireix ao qual Ihe é aplicado, em cada um dos ramos, sinais de entrada escolhidos adequadamente consoante a amplitude do sinal original a amplificar. Esta escolha dos sinais resulta num roll-off idêntico ao de um Classe B ou Doherty, e numa maior gama dinâmica. Este foi o tipo de híbrido escolhido para o projeto e realização de um protótipo.

As próximas duas topologias apresentadas, usam dois amplificadores Doherty, ou Semi-Doherty, em paralelo, ou seja, 4 PA's, em que, quando os Peaking PA's são desligados, o circuito "transforma-se" em Outphasing-Chireix.

A última topologia apresentada, conhecida por Doherty-Outphasing Continuum, faz uso de 2 PA's e tem um princípio de funcionamento diferente. Este tem uma topologia Doherty (Main e Peaking PA's), mas com um combinador ligeiramente diferente. A frequência do sinal faz variar o comprimento elétrico das linhas de transmissão do combinador, o que acaba por "transformar" o circuito, de Doherty para Outphasing, resultando numa eficiência apreciável, numa elevada extensão de largura de banda.

Foi também projetado um amplificador Doherty Dual Input e testado o seu desempenho quando excitado por sinais com várias combinações de fase e amplitude nas suas entradas. Este teste (teste exaustivo) permitiu verificar que esta topologia não apresenta vantagens em termos de eficiência quando as suas entradas são excitadas com fase diferencial, ou seja, concluiu-se que a técnica Outphasing não resulta neste circuito.

Como foi dito, o tipo de híbrido adotado para o projeto e construção do protótipo foi o que usa um circuito exatamente igual a um amplificador Outphasing-Chireix. Vários testes foram feitos ao circuito projetado, onde se dividiu o funcionamento em diferentes regimes, escolhendo sinais a ser aplicados a cada entrada, apropriados para cada regime. Primeiramente foi feita uma divisão em duas regiões distintas, a região de baixas potências em que se aplicou o "modo Doherty" (amplitude variável, e fase diferencial constante), e a região de mais altas potências em que se aplicou o "modo Outphasing" (amplitude constante, e fase diferencial variável). Este primeiro teste resultou numa melhoria considerável na eficiência. No entanto, uma transição abrupta, ou descontinuidade, foi observada na zona de transição de modos. Para eliminar, ou pelo menos atenuar, esta descontinuidade, foi introduzido um novo regime de funcionamento, precisamente entre os dois regimes anteriores, ao qual se chamou de "modo Mixed" (amplitude variável, e fase diferencial variável), resultando assim num funcionamento em três modos (DMO). No entanto, aquando da caracterização experimental do protótipo foi testada uma nova solução. Foi usado o "modo Mixed" na região de baixas potências, e o "modo Outphasing" na região de mais altas potências. Esta solução eliminou completamente o problema da descontinuidade observada, mantendo aproximadamente o mesmo desempenho que no caso dos três modos.

Em ambiente simulado, o amplificador híbrido projetado apresentou uma PAE superior a 50% numa gama de 10dB de PBO, PAE máxima de 73% e potência máxima de 44dBm (25W). Em laboratório, foi medida uma PAE superior a 50% numa gama de 8dB de PBO, PAE máxima de 70% e uma potência máxima de saída também de 44dBm. A diferença nos resultados pode ser atribuída a diversas causas, como, por exemplo, aos modelos dos transístores usados na simulação, aos parâmetros do substrato, a pequenos erros nas dimensões das linhas microstrip das PCB's, entre outros.

Tanto a caracterização com 1-ton como com 2-tons, através da curva do ganho e do IMR, respetivamente, revelaram, tal como se previa, que o amplificador necessitaria de ser submetido a linearização. Contudo, isso não foi feito, dado que não faz parte dos objetivos deste trabalho de Dissertação.

Em todo o caso, os resultados aqui obtidos podem ser considerados bastante satisfatórios, mostrando que de facto, uma “fusão” entre as arquiteturas Doherty e Outphasing apresenta vantagens significativas, merecendo, sem dúvida, toda a atenção por parte de investigadores e operadores de telecomunicações, com vista a uma potencial utilização destes transmissores em infraestruturas de telecomunicações.

9.2 Trabalho Futuro

Sugere-se um estudo em ambiente simulado, do híbrido Doherty-Outphasing com o uso de componentes ideais, por forma a se perceber com maior precisão as diferenças que os vários tipos de modos de funcionamento (DO, DMO, MO) apresentam, nomeadamente ao nível da linearidade do amplificador.

Como foi dito anteriormente, poderia ser feito um estudo e caracterização da distorção de intermodulação, mas desta vez usando sinais com os diversos modos de funcionamento.

Apesar de não constar dos objetivos deste trabalho, seria também interessante caracterizar o amplificador quando excitado por sinais de comunicações reais, assim como investigar uma forma adequada de efetuar a linearização deste.

Referências

- [1] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2006.
- [2] V. J. Tyler, "A New High-Efficiency High-Power Amplifier," *Marconi Rev.*, vol. XXI, no. 128–131, pp. 96–109, 1958.
- [3] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, 2nd ed. Chichester: Wiley, 2015.
- [4] X. P. D. Zhang, L. E. Larson, and P. Asbeck, *Design of linear RF outphasing power amplifiers*. Boston: Artech House, 2003.
- [5] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, 1935.
- [6] F. H. Raab, "Efficiency of Outphasing RF Power-Amplifier Systems," vol. COM-33, no. 10, pp. 1094–1099, 1985.
- [7] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design*, 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [8] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, "Solid State Radio Engineering." John Wiley & Sons, Canada, 1980.
- [9] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proc. IRE*, vol. 24, no. 9, pp. 1163–1182, 1936.
- [10] P. M. Lavrador, T. R. Cunha, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "The linearity-efficiency compromise," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 5, pp. 44–58, 2010.
- [11] A. Grebennikov, N. O. Sokal, and M. J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*, 2nd ed. Amsterdam: Elsevier Academic Press, 2012.
- [12] W. Gerhard and R. Knoechel, "Improvement of power amplifier efficiency by reactive Chireix combining, power back-off and differential phase adjustment," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1887–1890, 2006.
- [13] J. H. Qureshi, M. J. Pelk, M. Marchetti, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, M. P. Van Der Heijden, and L. C. N. De Vreede, "A 90-W peak power GaN outphasing amplifier with optimum input signal conditioning," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1925–1935, 2009.
- [14] A. R. Qureshi, M. Acar, J. Qureshi, R. Wesson, and L. C. N. De Vreede, "A 112W GaN dual input Doherty-Outphasing Power Amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2016–August, pp. 4–7, 2016.
- [15] M. Elmala, "Device, System, and Method Of Semi-Doherty Outphasing Amplification," US Patent 7,629,844 B2, 2009.

- [16] C. M. Andersson, D. Gustafsson, S. Member, J. C. Cahuana, R. Hellberg, and C. Fager, "A 1 - 3-GHz Digitally Controlled Dual-RF Input Power-Amplifier Design Based on a Doherty-Outphasing Continuum Analysis," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 10, pp. 1–10, 2013.
- [17] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [18] Y. Yang, J. Yi, Y. Y. Woo, and B. Kim, "Optimum design for linearity and efficiency of microwave Doherty amplifier using a new load matching technique," *Microw. J.*, vol. 44, no. 12, pp. 20–36, 2001.
- [19] R. Quaglia, M. Pirola, and C. Ramella, "Offset lines in doherty power amplifiers: Analytical demonstration and design," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 93–95, 2013.
- [20] N. B. Carvalho and D. Schreurs, *Microwave and Wireless Measurement Techniques*. UK: Cambridge University Press, 2013.
- [21] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Boston: Artech House, 2003.